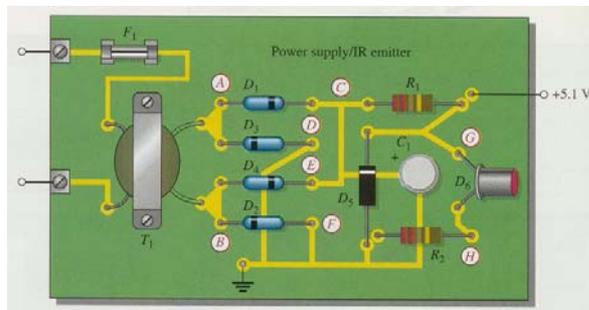
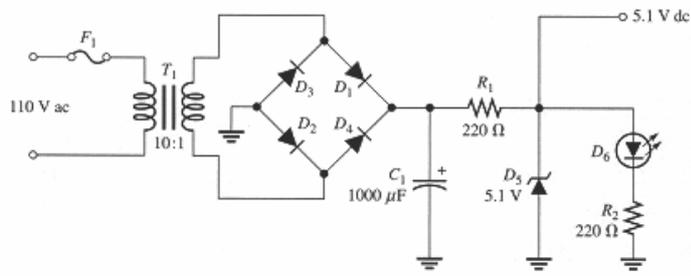
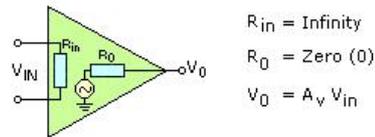
Guias de Apoio à Componente Laboratorial da Disciplina

Introdução à Electrónica

Física e Química, 3º Ano, 1º Semestre

Não se deve substituir um fusível queimado até se perceber porque é que ele queimou.

José Longras Figueiredo
Departamento de Física
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Universidade do Algarve
2006-07

Electrónica, s. f. parte da Física que estuda o comportamento do electrões sob a acção de campos eléctricos, magnéticos, ou uma combinação de campos eléctricos e magnéticos, bem como as suas aplicações; que trata dos aspectos físicos fundamentais da emissão electrónica, dinâmica electrónica e fenómenos correlacionados; que trata das aplicações das válvulas electrónicas à engenharia (rádio, radar, etc.); ciência e tecnologia que têm por objecto o desenvolvimento, o comportamento e as aplicações de circuitos e dispositivos electrónicos;

Tensão eléctrica: diferença de potencial.

Voltagem: diferença de potencial ou a força electromotriz expressa em volts; número de volts para o qual uma instalação ou aparelho eléctrico foi fabricado e com o qual deve funcionar.

Força electromotriz: trabalho necessário para *transferir* a unidade de carga do pólo positivo para o negativo dentro de um gerador.

Polarização: estabelecimento de uma diferença de potencial eléctrico entre dois eléctrodos;

Voltímetro: electrómetro com que se mede a força electromotriz de um gerador ou a diferença de potencial.

Multímetro: aparelho de medição eléctrica que permite determinar diferentes grandezas, como a intensidade da corrente, a resistência e a diferença de potencial.

Osciloscópio: aparelho que permite a visualização dos sinais eléctricos num ecrã fluorescente.

Condutibilidade: s. f. propriedade que os corpos têm de ser bons ou maus condutores de calor, de electricidade, etc..

Condutividade electrónica: condutividade associada com o movimento de electrões.

Corrente contínua: corrente eléctrica cujo sentido é sempre o mesmo; aquela cujo sentido de propagação não varia e cuja intensidade é constante;

Corrente alternada: corrente eléctrica de intensidade variável e cujo sentido se inverte periodicamente. O termo *corrente alterna*, muitas vezes usado, é desadequado.

Impedância: valor da *resistência total* à passagem do fluxo eléctrico numa corrente alternada ou contínua, grandeza complexa cuja parte real corresponde à resistência óhmica e a parte imaginária corresponde à reactância.

Reactância: num circuito de corrente alternada, a componente da impedância causada pela indutância e pela capacidade do circuito.

Indutância: constante própria de um circuito eléctrico, que depende exclusivamente da sua disposição geométrica e do meio em que está mergulhado; razão entre o fluxo magnético que atravessa esse meio e a intensidade da corrente que o percorre.

Díodo (do grego, "*duas vias*"): válvula termiónica muito usada como rectificador de corrente, constituída por dois eléctrodos (cátodo e ânodo) em gás nobre muito rarefeito; *dispositivo semicondutor substituto da válvula termiónica*; válvula termiónica constituída por um tubo de vácuo de vidro com dois eléctrodos (cátodo e ânodo), utilizada sobretudo para rectificar corrente alternada.

Transístor (do inglês, "*que transmite sinais eléctricos por meio de uma resistência*"): tríodo de *semicondutor* capaz de amplificar, detectar, modular, etc., i.e., de efectuar funções semelhantes às das válvulas termiónicas, muito utilizado em electrónica; receptor portátil de rádio, equipado com estes dispositivos e alimentado a pilhas.

Guia: título de várias publicações de ensino prático;

in Dicionário da Língua Portuguesa, 5ª *Edição, Porto Editora* 1983.
in Dicionário Universal da Língua Portuguesa, Texto Editora, http://www.priberam.pt/DLPO/

Nota Prévia

Este conjunto de textos poderá (e tem com certeza) erros involuntários. Agradece-se a comunicação dos mesmos, bem como o envio de comentários para jlongras@ualg.pt. Estas notas não dispensam (e aliás aconselham) a consulta de outras fontes, nomeadamente, as citadas na bibliografia.

Bom trabalho!

Agradecimentos

Os guias resultam da adaptação das notas dos trabalhos da disciplina de Electrónica do curso de Física da Faculdade de Ciências da Universidade do Porto (1998-99) e das cadeiras Bases Físicas de Electrónica, Electrónica I e Técnicas de Electrónica do Departamento de Engenharia Electrónica e Informática da Universidade Lusíada (1991-92). O autor agradece a todos os que participaram, de alguma forma, na sua elaboração, em particular, reconhece as contribuições do Dr. José Mariano para este manuscrito no decurso do ano lectivo de 2000-01.

Índice

Regras de Funcionamento do Laboratório de Introdução à Electrónica

(As aulas práticas terão lugar no laboratório C2-3.47.)

O objectivo da disciplina é ajudar a formar uma atitude experimentalista na área da Electrónica nos estudantes do curso de Física e Química. A formação em Electrónica é de fundamental importância, quer para quem pretende seguir uma profissão de índole científica, quer para os alunos que pretendam seguir a via de ensino, uma vez que as áreas da Microelectrónica e Optoelectrónica são dois dos grandes motores do desenvolvimento tecnológico actual.

Nas aulas de Laboratórios serão realizados trabalhos que terão por finalidade a experimentação prática de conceitos aprendidos nas aulas teóricas. Para a realização desses trabalhos, os alunos formarão grupos de dois elementos. Cada aluno deve possuir um caderno de apontamentos, no qual fará o registo dos aspectos relevantes à execução dos trabalhos. Nos guiões dos trabalhos são dadas as informações necessárias à realização dos mesmos, e dos resultados a recolher e a analisar.

Os trabalhos de Introdução à Electrónica serão efectuados pelos alunos da disciplina segundo a ordem listada. Todas as bancadas de trabalho disporão do mesmo material base.

Deveres do aluno

O aluno deve comportar-se no laboratório tendo em atenção os cuidados necessários para evitar danos físicos, em si ou nas outras pessoas ou estragar o material. É os alunos têm de preparar os trabalhos antes da aula, i.e., estudado o trabalho e os instrumentos a utilizar, bem como a teoria relacionada com ele constante nestas notas. Supõe-se como atitude normal, pelo menos duas horas de preparação antes de cada trabalho.

Deveres do professor

O professor deve diligenciar pelo bom funcionamento do laboratório, dentro dos condicionalismos de material existentes. Durante as aulas o professor deverá esclarecer dúvidas pontuais sobre equipamentos e técnicas laboratoriais, ficando o esclarecimento de outras dúvidas ou conversas mais demoradas, para os tempos de atendimento aos alunos. O docente tem um horário de atendimento de alunos, no gabinete ou no laboratório (sala C2-3.47), correspondente a hora e meia por cada turma prática. Este horário, a afixar no inicio do semestre, possibilitará aos alunos a repetição de trabalhos, se necessário, bem como o esclarecimento de dúvidas relacionadas com a disciplina. O atendimento não será restrito aos alunos da turma, mas a todos os alunos inscritos na disciplina.

Acesso ao laboratório fora dos tempos lectivos

O docente desta disciplina pensa que, para cumprir os objectivos propostos, é necessário prever o acesso dos alunos ao laboratório fora dos tempos lectivos. O acesso ao laboratório sem supervisão, por motivos de segurança, não é aconselhável. Recomenda-se que aos alunos o uso do laboratório no período de atendimento.

Avaliação

Frequência (Eliminatória)

Para obtenção de frequência à disciplina de Introdução à Electrónica, é necessário satisfazer os seguintes critérios:

- Faltas: (único item não aplicável aos estudantes trabalhadores) os alunos não poderão faltar a um número de aulas superior ao regulamentado (2/3 das aulas efectivamente dadas).

- Preparação antecipada dos trabalhos: a um aluno que manifestamente não tenha preparado o trabalho, não será permitido continuar o trabalho sem se documentar satisfatoriamente (a probabilidade de causar um acidente ou danificar equipamento torna-se elevada).

- Trabalhos: os alunos deverão realizar todos os trabalhos.

- Relatórios: os alunos deverão entregar ao professor, na última semana de aulas do semestre, dois relatório **detalhados** sobre dois dos trabalhos realizados, com excepção dos dois primeiros trabalhos. Na penúltima semana de aulas serão sorteados os trabalhos sobre os quais versarão os relatórios detalhados.

- **Exame prático**: na última semana de aulas cada aluno repartirá um trabalho prático, a sortear, não sendo considerados os dois primeiros trabalhos para este fim.

A nota final da prática, *NP*, será determinada tendo em conta os seguintes aspectos:

- avaliação continua correspondente à observação da participação/desempenho do aluno na realização do trabalho. A falta a uma aula fará com que o aluno faltoso tenha, relativamente a essa aula, nota **zero**;
- avaliação dos relatórios detalhados;
- exame prático.

Se a nota final de laboratório, *NP*, for inferior a 10 valores, o aluno não tem frequência, não sendo admitido a exame final.

O docente,
José Figueiredo

Equipamento de Base nas Bancadas do Laboratório de Instrumentação e Electrónica

Sobre cada bancada existirá um osciloscópio, um gerador de sinal, uma fonte de alimentação (saídas de +5, +15 e -15 V), um multímetro, uma placa de montagem e fios de ligação.

As montagens são efectuadas com auxílio de componentes existentes nas caixas de armazenamento, colocadas no laboratório. Após a realização do trabalho, o material será obrigatoriamente arrumado nos respectivos locais de armazenamento. Componentes danificados não deverão, obviamente, ser misturados com os restantes; antes, deverão ser entregues ao docente no fim da aula.

Um dossier existente no laboratório contém as instruções de operação dos instrumentos. As referências [1, 2, 3] contêm informação muito útil sobre a instrumentação a utilizar e são de consulta recomendada.

Placas de Teste

As placas de montagem ou teste permitem aparelhar e ligar entre si e com relativa facilidade os componentes electrónicos de um circuito protótipo. A Fig. 1 mostra o esquema de organização de uma placa de montagem típica.

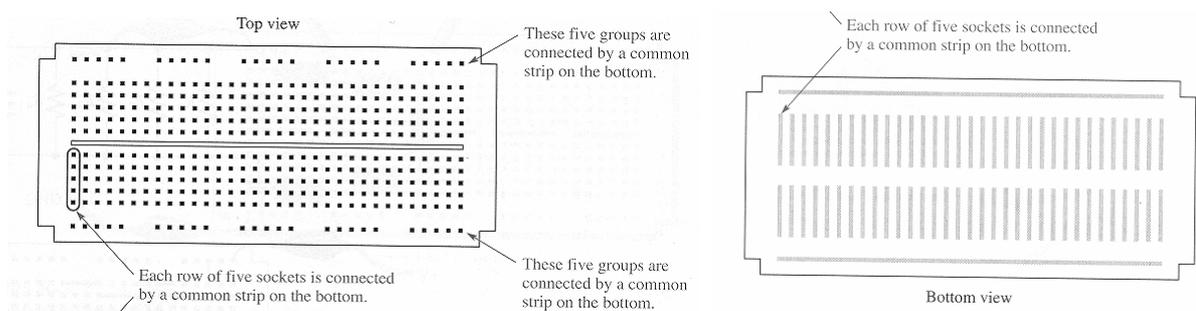



Fig. 1. Placa de teste: faces superior e inferior.

Todos os buracos têm internamente um sistema de mola que permite um bom contacto eléctrico com o fio de ligação. Os buracos encontram-se ligados internamente de acordo com o esquema da figura (as placas usadas permitem ver as ligações internas pela face inferior). A separação entre buracos é de 1/10 de polegada (dimensão característica de base dos componentes electrónicos).

A zona central permite montar directamente circuitos integrados. As linhas laterais são particularmente indicadas para ligação das alimentações e/ou sinais a ser ligados a diferentes pontos na montagem (ver Fig. 2).

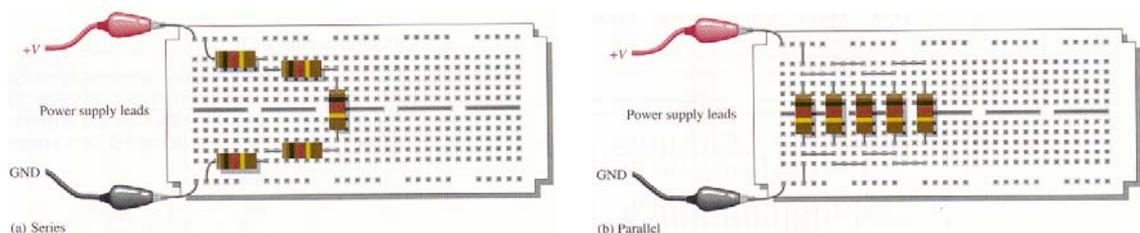



Fig. 2. Exemplos de montagens na placa de teste: resistências em serie e em paralelo, respectivamente.

Devido às ligações internas, estas placas apresentam indutâncias e capacidades que não aconselham a sua utilização a frequências superiores a algumas dezenas de megahertz (a título de exemplo, a capacidade entre linhas adjacentes é da ordem de 10 pF).

Os fios de ligação mais indicados são de espessura pequena, adequada aos furos, e monofilares. IMPORTANTE: As pontas de prova dos equipamentos deverão ser mantidas nas bancadas junto dos aparelhos.

Multímetros

O guião do primeiro trabalho contém indicações fundamentais sobre multímetros (a sua leitura atenta é muito importante). Sugere-se, ainda, a consulta de [2, 3]. Ressalta-se, aqui, a absoluta necessidade de conhecimento básico sobre:

- escolha de terminais;
- selecção de grandezas a medir (tensão, intensidade de corrente, resistência, ...)
- escalas, factores de escala;
- funcionamento em DC e AC.

As Fig. 3 mostra exemplos de montagens usando a placa de teste, assim como o emprego do multímetros na medição de tensões, correntes, e de resistências.

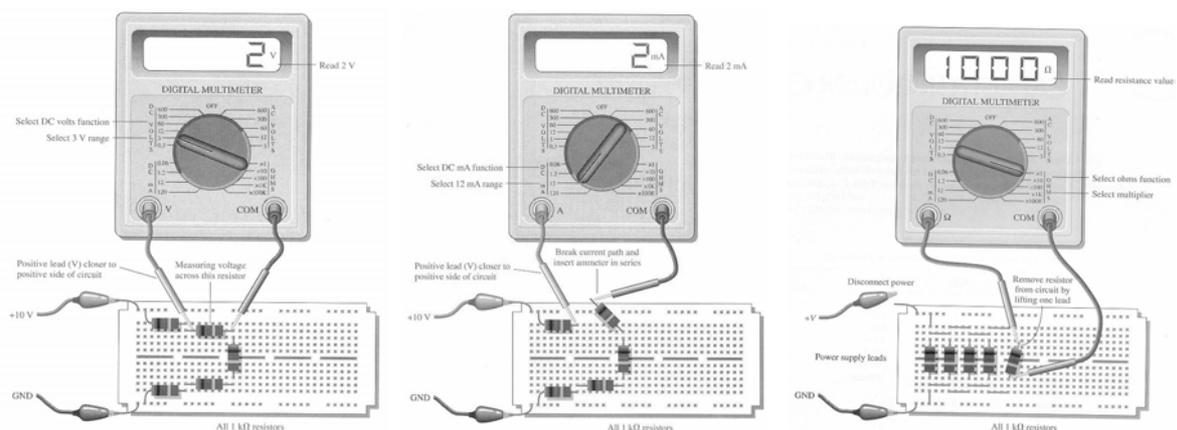



Fig. 3. Medição de tensão, corrente, e resistência, respectivamente, usando o multímetro.

Osciloscópios

Ver as notas sobre osciloscópios no guia do segundo trabalho prático. Sugere-se, ainda, a consulta de [2, 3]. Atentar que as leituras das escalas (vertical, tensão; horizontal, tempo ou tensão) só serão válidas no modo calibrado (CAL).

Fontes de alimentação

As fontes de alimentação disponíveis são fontes de tensão que apresentam vários terminais de saída. Os valores indicados referem-se à tensão entre esses terminais e o terminal comum. Este só estará ao potencial da terra se for montada a ligação externa respectiva.

Geradores de sinal

Os Geradores de sinal utilizados são geradores de sinais programáveis que produzem uma variedade de formas de onda (ver notas sobre formas de onda no guião do 2º trabalho). Possuem vários comandos e terminais, a saber: amplitude, atenuador; frequência; formas de onda; "offset"; modulação interna/externa.

Componentes

A informação sobre componentes electrónicos (díodos, transístores, Amp-Ops ...) encontra-se nos respectivos "data sheets", em dossier próprio no laboratório.

Regras/Comportamentos de Segurança

- Evitar contacto com os terminais das fontes;
- Desligar as fontes antes de trabalhar no circuito;
- Descarregar os condensadores antes de tocar no circuito;
- Não trabalhar em equipamentos sem conhecer os procedimentos e os cuidados a ter;
- Não manusear instrumentos com as mãos molhadas; não trabalhar em piso molhado;
- Conhecer os locais onde se encontram os interruptores de segurança e as saídas de emergência;
- Não usar valores de corrente superiores às necessidades do circuito;
- Fazer em último lugar a conexão ao ponto de maior tensão do circuito;
- os componentes electrónicos operam, em geral, a **elevada temperatura**, o que pode originar queimaduras e aumentar o risco de incêndio.

Efeitos da Corrente Eléctrica no Corpo Humano

Choque eléctrico: É a corrente e não a tensão que causa o choque. A severidade do choque depende, é claro, do valor da diferença de potencial e do caminho percorrido pela corrente no corpo. Resistência típica do corpo humano: 10 kΩ a 50 kΩ; 220 V/10 kΩ=22 mA.

Efeitos no corpo humano da corrente eléctrica:

- 2 mA, começo da percepção
- 10 mA, choque sem dor e sem perda de controlo muscular
- 20 mA, choque com dor
- 30 mA, choque com dor severa, contracção muscular, dificuldades de respiração
- 75 mA, fibrilação[1] ventricular
- 250 mA, fibrilação ventricular, usualmente fatal após 5 s
- 4000 mA, paragem cardíaca
- 5000 mA, queimadura dos tecidos

Referências

[1] *Electrónica Analógica*, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.
[2] *The Art of Electronics*, P. Horowitz, W. Hill, 2ª edição, Cambridge Press, 1989.
[3] *Física Experimental, Uma Introdução*, M. C. Abreu, L. Matias, L. F. Peralta, Editorial Presença, 1994.
[4] *Trabalhos práticos de laboratório de Física III*, Departamento de Física, Faculdade de Ciências da Universidade do Porto, 1998.

[1] Fibrilação s. f. (medic.) sucessão irregular, desordenada, de contracções e relaxações das fibras de um músculo, como o coração, o diafragma e outros. (Do fr. fibrillation, «id.»)

Guia para a Resolução de Problemas de Electrónica

Numa situação real, a um cientista/engenheiro não será pedido para resolver problemas que já foram anteriormente solucionados. Quer seja na tentativa de melhorar o desempenho de um sistema existente ou na implementação de um novo sistema, o cientista/engenheiro trabalhará na resolução de problemas nunca antes tratados. Contudo, como estudante você irá dedicar grande parte da sua atenção à discussão de problemas cuja solução é conhecida. Conhecendo e discutindo a forma como esses problemas foram resolvidos, e da resolução de exercícios relacionados, começará a desenvolver capacidades que lhe permitirão atacar problemas nunca antes tratados que encontrará na sua vida profissional.

Apresenta-se de seguida procedimentos gerais a ser tidos em conta na resolução de problemas de electrónica. Alguns deles têm a ver com a forma de pensar e organizar a estratégia a seguir **antes** de iniciar quaisquer cálculos.

1.- *Identificar quais os dados do problema e o que se pretende conhecer*.

Na resolução de um problema, deve conhecer o destino antes de seleccionar a rota a seguir para lá chegar. O que é que o problema pede para ser determinado ou encontrado? Às vezes o objectivo do problema é obvio; outras vezes isto não é claro e pode ser mesmo necessário elaborar tabelas de grandezas características desconhecidas e informação ainda não conhecida, de forma a permitir visualizar o objectivo do problema. Às vezes, existente mesmo informação "enganadora" que será necessário identificar antes de prosseguir. Outras vezes, a informação dada é incompleta, insuficiente ou demasiado complexa para poder usar os métodos de resolução mais comuns. Nestes casos, será necessário formular hipóteses e suposições de forma a completar a informação ou simplificar o contexto do problema. Deve estar preparado para voltar atrás ou reconsiderar informação extrínseca e/ou as suas suposições se os cálculos se tornarem pantanosos ou produz respostas que não parecem fazer sentido.

2.- *Desenhe o diagrama do circuito ou outros modelos visuais*.

Representar um problema com descrição verbal num modelo visual é muitas vezes uma etapa muito útil no processo de resolução. Se o diagrama do circuito já é fornecido, pode ter que adicionar informação, por exemplo, classificações, valores, ou sentidos de referência. Pode também simplificar o circuito mantendo, contudo, a equivalência formal.

3.- *Pense em vários métodos de resolução e decida qual deles lhe parece o mais favorável*.

Alguns métodos produzem menos equações a serem resolvidas do que outros, ou podem requerer apenas álgebra em vez de cálculo para atingir a solução. Os métodos mais eficientes para um dado problema podem reduzir os cálculos de forma considerável. Ter um método alternativo em mente permite continuar a resolução se a primeira tentativa se tornar pantanosa.

4.- *Calcule uma solução*.

Nesta fase já deverá ter identificado um bom método analítico e as equações correctas para o problema. Agora é tempo de determinar a(s) solução(ões) dessas equações. Papel e lápis, calculadora, ou métodos computacionais, são opções possíveis para a resolução das equações. A eficiência e os métodos estudados nas aulas deverão ditar as ferramentas que deve usar.

5.- *Use a sua criatividade.*

Se suspeitar que a sua resposta não tem base ou os seus cálculos parecem não ter fim sem ocorrerem simplificações significativas na direcção da solução, deve fazer uma pausa e considerar alternativas. Pode ter que revisitar as suas suposições/aproximações ou seleccionar um método de solução diferente. Ou, pode ter que usar um método de análise menos convencional, por exemplo, andando para trás a partir da solução, quando conhecida. Em geral, no mundo real as respostas não são conhecidas, mas às vezes pode ter uma solução em mente para um dado problema a partir da qual poder andar para "trás". Outras aproximações criativas incluem a possibilidade de visualizar paralelismos com outros tipos de problemas que resolveu anteriormente com sucesso, seguindo a sua intuição ou dicas como prosseguir, e simplesmente por o problema de lado temporariamente e regressar a sua resolução mais tarde.

6.- *Teste a sua solução.*

Pergunte-se se a solução faz sentido. Será que o valor obtido é razoável? É a solução fisicamente aceitável? Pode querer ir mais longe e resolver o problema via outro método alternativo. Isto não só permitirá verificar a validade da solução obtida, como permitirá desenvolver a sua intuição acerca dos métodos de solução mais eficientes para os vários tipos de problemas. No mundo real, esquemas que envolvem aspectos de segurança críticos são sempre verificados por métodos independentes. Habituar-se a testar as suas respostas será benéfico quer como estudante, quer como cientista ou engenheiro.

IMPORTANTE

Estes passos de resolução de problemas não devem ser usados como um receita para resolver todos os problemas. Pode ter que omitir, alterar a ordem, ou aprofundar certos passos para resolver um problema particular. Use estas indicações com um guia para desenvolver um estilo de resolução de problemas que funcione no seu caso.

Relatório tipo

Circuitos de Corrente Contínua: Medição de Grandezas Eléctricas

Só se conhece verdadeiramente um fenómeno quando é possível exprimi-lo sob a forma numérica.
sir William Thomson, Lord Kelvin, 1824-1907

A Electricidade e a Electrónica são áreas da Física intimamente ligadas às actividades humanas, sendo as tecnologias da informação o seu expoente máximo. As duas primeiras aulas laboratoriais de IE têm como objectivo familiarizar o aluno com os componentes, os circuitos eléctricos, a medição de grandezas eléctricas, bem como com os aparelhos normalmente utilizados neste tipo de medições: o multímetro e o osciloscópio (aparelhos essenciais em qualquer laboratório); o aluno terá ainda oportunidade de trabalhar com fontes de tensão contínua e com o gerador de funções.

I Introdução

As actividades nos domínios da Electricidade e Electrónica exigem, constantemente, a realização de medições de grandezas eléctricas, para o que se utilizam aparelhos adequados. Também noutros domínios científicos e tecnológicos, as medições se reduzem, as mais das vezes, a medições de grandezas eléctricas, porquanto a utilização, cada vez mais generalizada, de **transdutores** adequados remete a tarefa da medição de grandezas não-eléctricas para um problema de medição de uma ou mais grandezas eléctricas, mais geralmente tensões ou correntes.

A grandeza eléctrica mais frequentemente medida é a tensão.[2] Com efeito, a tensão eléctrica é a grandeza de mais fácil medição, sendo igualmente fácil reduzir a ela a maioria das outras grandezas (eléctricas ou não). Outra grandeza cuja medição é imediata é a intensidade de corrente eléctrica.

Fontes de Tensão e de Corrente Eléctrica

É habitual na "linguagem electrotécnica" corrente designar-se por **fonte de tensão** uma fonte cuja ddp é constante no tempo, e por **gerador de funções/fonte de sinais** uma fonte cuja ddp é variável no tempo.

Assim:

- uma **fonte de tensão** é um aparelho capaz de estabelecer e manter uma diferença de potencial entre dois pontos (terminais da fonte de tensão) constante no tempo entre os terminais da fonte;
- uma **fonte de corrente** é um dispositivo capaz de fornecer e manter uma corrente eléctrica constante no tempo.

II Corrente Contínua (cc)

Em corrente contínua (cc) os componentes são caracterizados unicamente pela respectiva **resistência eléctrica**, e o carácter **capacitivo** e/ou **indutivo** dos componentes electrónicos só se revela durante o estabelecimento do regime estacionário, i.e., no período transitório. No regime estacionário, em cc, a

[2] Como é habitual na "linguagem electrotécnica", designa-se por "tensão" uma diferença de potencial (ddp) eléctrico.

corrente eléctrica num circuito é função, apenas, das características das tensões das fontes de tensão, das intensidades de corrente das fontes de corrente, das resistências internas das várias fontes, das resistências e das cargas (“load”), resistências ou outros componentes, no circuito. Contudo, como veremos mais tarde, em corrente alternada (ca) os componentes são caracterizados pela respectiva impedância **Z** (o equivalente à resistência em corrente cc).

Resistência Eléctrica

Quando se aplica a mesma diferença de potencial às extremidades de vários condutores, as intensidades de corrente resultantes são, em geral, diferentes umas das outras, mostrando que uns condutores oferecem maior oposição ou resistência à passagem de corrente eléctrica do que outros.

Se, num condutor, existir uma diferença de potencial (ou tensão) entre os seus terminais A e B, tal que o potencial em A é maior do que o potencial em B, i.e., $V_A > V_B$, o sentido convencional da intensidade de corrente I será de A para B. A **resistência eléctrica** R do condutor é dada pelo cociente $R = \frac{V_A - V_B}{I}$, i.e., numa resistência a intensidade de corrente eléctrica I é directamente proporcional à tensão $V(= V_A - V_B)$ aos seus terminais. A relação $V = R \cdot I$ é designada **lei de Ohm**.[3] A unidade SI de resistência eléctrica é o **ohm**, símbolo Ω; no esquema de um circuito eléctrico uma resistência é representada por ▭ ou ⏦. O inverso da resistência eléctrica designa-se por **condutância eléctrica**, *G*: *G*=1/*R*; a unidade SI de condutância é o **siemens**, símbolo S. A Fig. 1 mostra resistências de diferentes potências e o código de leitura do valor da resistência eléctrica de uma resistência.

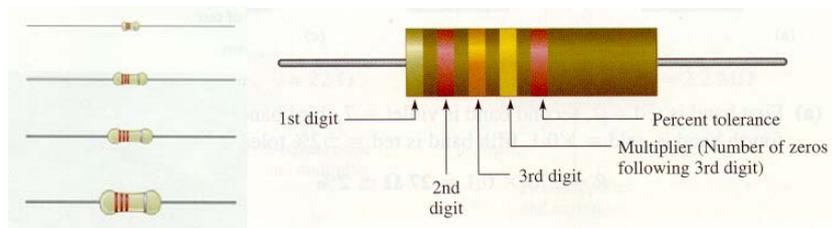



Fig. 1: Resistências de diferentes potências; código de leitura do valor da resistência eléctrica de uma resistência.

Uma resistência não armazena energia eléctrica. Pelo contrário dissipa energia por **efeito de Joule**, $P_d = R \cdot I^2$, onde P_d representa a potência dissipada na resistência.

Leis de Kirchhoff

As leis dos circuitos eléctricos resultam de dois princípios de conservação: o princípio de conservação de energia e o princípio de conservação de carga eléctrica.

- Lei dos nodos: a soma algébrica das intensidades de corrente que concorrem num nodo é nula, considerando-se positivas as que se aproximam e negativas as que se afastam do nodo.

[3] Nos guias laboratoriais de IE, *I* representa uma corrente eléctrica constante, *i*(*t*) indica uma corrente eléctrica variável no tempo, e *i* o valor instantâneo da intensidade de corrente eléctrica. A mesma convenção é adoptada para a tensão (*V*, *v*(t) e *v*).

- Lei das malhas: numa malha fechada qualquer, a soma algébrica das forças electromotrizes das fontes é igual à soma algébrica das quedas de tensão nos vários ramos que constituem a malha.[4]

III Placas de Montagem

As placas de montagem permitem montar circuitos eléctricos e electrónicos protótipos, assegurando a estabilidade mecânica e a realização de ligações entre os diversos componentes electrónicos do circuito, discretos ou não, com relativa facilidade. Na Fig. 2 mostra-se o esquema de organização de uma placa de montagem típica. Todos os buracos das placas de teste têm internamente um sistema de mola que permite um bom contacto eléctrico com o fio de ligação. Grupos de buracos encontram-se ligados internamente entre si (no caso da placa da Fig. 2, todos os buracos nas linhas verticais dos dois grupos centrais correspondem a um mesmo nodo; as placas usadas permitem ver as diversas ligações internas na face inferior). A separação entre buracos é de 1/10 de polegada (dimensão característica de base dos componentes electrónicos integrados). A zona central permite montar directamente circuitos integrados. As linhas laterais são particularmente indicadas para ligação das alimentações e/ou sinais a ser ligados a diferentes pontos na montagem.

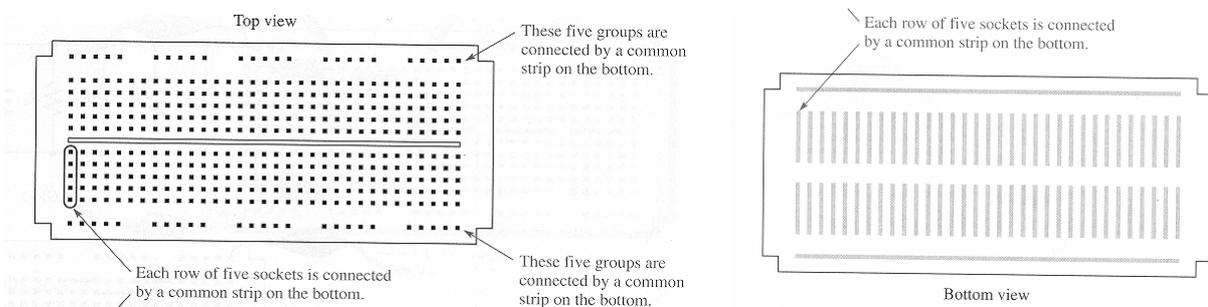



Fig. 2: Placa de teste.

Devido às ligações internas, estas placas apresentam indutâncias e capacidades que não aconselham a sua utilização a frequências superiores a algumas dezenas de MHz (a título de exemplo, a capacidade entre linhas adjacentes é da ordem de 10 pF). Os fios de ligação mais indicados são de espessura pequena, adequada aos furos, e monofilares.

IV Medição de Tensão e de Intensidade de Corrente Eléctrica

Utilizam-se habitualmente duas filosofias distintas para realizar a medição de tensão ou de correntes: "medição no local" e "medição à distância" (telemedição). Para as medições no local utilizam-se aparelhos de medição integrados, isto é, aparelhos que integram numa mesma unidade a "entrada" - normalmente dois ou mais terminais, que serão ligados por condutores eléctricos aos pontos onde se pretende medir a grandeza - e a "saída", isto é, uma apresentação do resultado numa forma facilmente interpretável para o utilizador. Actualmente, a saída assume, essencialmente, uma de duas formas: a apresentação analógica ou a digital.

A apresentação analógica é, habitualmente, constituída por um quadrante com escala graduada (uma ou várias), sobre o qual se desloca uma agulha em movimento angular, de tal forma que o desvio sofrido pela agulha é proporcional ao valor da grandeza em medição – na generalidade dos aparelhos deste tipo, a agulha

[4] A ***força electromotriz***, f.e.m., de uma fonte/gerador é, numericamente, igual à energia (química, mecânica, etc.) convertida em energia eléctrica pela fonte/gerador, por unidade de carga que a atravessa; a unidade SI é o joule /coulomb ou volt.

desloca-se no sentido retrógrado (o dos ponteiros do relógio) e, em geral, tem um desvio máximo de $\pi/2$ rad em relação à sua posição de repouso. Dentro desta categoria há, também, aparelhos de medição em que o deslocamento da agulha é (aparentemente, para o observador) rectilíneo, horizontal ou vertical; estes são mais usados em instalações fixas (tais como em quadros, armários ou painéis eléctricos).

A apresentação digital é numérica: num apresentador (ecrã), realizado em qualquer das tecnologias actuais - cristais líquidos (LCDs), filamentos luminosos, doídos electroluminescentes (LEDs), plasma, etc. – é apresentado o valor numérico da grandeza em medição, geralmente, acompanhado de alguma informação alfabética adicional: símbolo (SI) da unidade de medição, valor relativo, etc.

A telemedição tem lugar sempre que a medição local é indesejada: ambientes inacessíveis (por exemplo, na tecnologia aeroespacial) e hostis (por exemplo, reactores nucleares, instalações de alta tensão, áreas tóxicas, etc.), são apenas alguns exemplos. Neste tipo de situações, as medições das grandezas são, geralmente, feitas colocando uma sonda (adequada à medição da grandeza em apreço) junto ao local onde se pretende fazer a medição, a que se segue todo um sistema mais ou menos extenso e/ou complexo: amplificador, transmissor, linha de transmissão, receptor, condicionador da informação recebida e, finalmente, apresentação. Em situações deste tipo, o extremo da cadeia de medição é, habitualmente, constituído por um sistema informático (mais concretamente, um sistema de aquisição de dados).

V Aparelhos de Medição

A grandeza eléctrica mais frequentemente medida é a tensão, para o que se usam aparelhos correntemente designados por **voltímetros** (eventualmente, milivoltímetros, microvoltímetros, nanovoltímetros, picovoltímetros, etc., de acordo com a ordem da grandeza da tensão a medir). Com efeito, a tensão eléctrica é a grandeza de mais fácil medição, sendo igualmente fácil reduzir a ela a maioria das outras grandezas (eléctricas ou não). Na medição de intensidade de corrente eléctrica, usam-se amperímetros (também aqui, de acordo com a ordem de grandeza, se utilizam miliamperímetros, microamperímetros, etc.). Em laboratório e na técnica de manutenção industrial utilizam-se correntemente aparelhos combinados, que permitem a medição de qualquer uma daquelas grandezas, e ainda de outras, como a resistência (designam-se por **ohmímetros** os aparelhos para medir resistência). Estes aparelhos combinados são, habitualmente, designados por **multímetros**.

Para além destas grandezas mais frequentes - tensão, corrente, resistência - há uma multiplicidade de outras grandezas que, correntemente, se medem directamente em Electricidade e Electrónica, utilizando os aparelhos correspondentes: potência, wattímetro; frequência, frequencímetro; desfasamento, fasímetro; potência reactiva, varímetro; fluxo magnético, fluxímetro, etc.[5] Tradicionalmente, os aparelhos de medição apresentavam-se como "aparelhos analógicos", no sentido atrás referido, sendo de constituição electromecânica. O rápido desenvolvimento tecnológico e comercial experimentado pela Electrónica Digital nas últimas três décadas tem levado à proliferação universal dos "aparelhos digitais", com acentuada recessão dos analógicos (electromecânicos). Mais recentemente, os aparelhos digitais (que são, invariavelmente, electrónicos) incluem, também, uma representação pseudo analógica.

[5] Utilizam-se os termos normalizados na nomenclatura portuguesa [1] com as definições que lhes correspondem a nível internacional [2].

Especialmente em Electrónica (mas também na Electricidade) há, frequentemente, necessidade de avaliar a evolução temporal das grandezas, particularmente as tensões e/ou correntes. É nestas situações em que são usados os osciloscópios (muitas vezes - impropriamente - designados por oscilógrafos). Os osciloscópios permitem a representação gráfica de tensões em função do tempo, sobre um ecrã de um tubo de raios catódicos, a que está associado uma grelha que constitui as escalas das ordenadas (tensão) e das abcissas (tempo).

O osciloscópio será tratado com detalhe no próximo trabalho laboratorial.

Multímetro

Face à sua grande versatilidade, o multímetro tornou-se o aparelho de medida eléctrico universal no laboratório, na oficina, etc. Os multímetros reúnem num só aparelho a possibilidade de medir pelo menos tensão, corrente [alternada (ca) ou contínua (cc)], e resistência.

Idealmente, um voltímetro deve ter resistência interna infinita, e um amperímetro resistência interna nula. Os multímetros reais apresentam valores diferentes dos ideais; antes de usar um multímetro deve sempre controlar-se com um outro, o valor da resistência interna de cada escala e anotar os seus valores, para eventuais correcções às medições realizadas. O erro que se comete numa medição, devido a não se considerar a resistência interna da escala seleccionada, é do tipo sistemático e pode ser eliminado se medido. Quando se faz uma medição de tensão, corrente ou resistência, deve usar-se primeiro a escala de maior alcance, para de seguida comutar, sucessivamente, para escalas de menor alcance, até se atingir a escala com maior número de algarismos significativos. O erro de leitura no multímetro é metade da menor unidade que se pode ler no visor. Para minimizar este erro deve seleccionar-se a escala que proporciona o maior número de algarismos significativos.[6] Os modos de funcionamento cc e ca, relativos à medição de tensão e de corrente, são seleccionáveis por intermédio de um selector; se a grandeza é alternada, o valor lido corresponde ao valor eficaz (RMS) do sinal a medir.

Os multímetros, no modo voltímetro **V**, Fig. 3.a), permitem medir, em geral, tensão no intervalo 10^{-4} a 10^{3} V, para um intervalo de frequências de 50 Hz a algumas centenas de Hz. No modo amperímetro **A**, Fig. 3.b), a corrente a medir passa através de uma resistência interna conhecida. Tipicamente estes multímetros medem correntes entre 10^{-4} A e 1 A. Dois fusíveis, um para correntes baixas (<200 mA) e outro para correntes mais elevadas (>200 mA), protegem estes aparelhos de correntes excessivas. Para medir resistência, os multímetros possuem uma fonte de corrente. Quando se quer medir uma resistência, liga-se uma das extremidades da resistência à entrada assinalada com Ω e a outra ao terminal **comum** (COM), Fig. 3.c); mais uma vez o que se mede é a tensão criada pela passagem de uma corrente, de determinado valor, na resistência a medir. Os multímetros podem medir resistência desde de fracção de ohm até dezenas de MΩ.

[6] Ter em atenção que o processo de medição num multímetro não é instantâneo e, por isso, se observa, por vezes, uma flutuação descontínua de valores, quando a grandeza é variável.

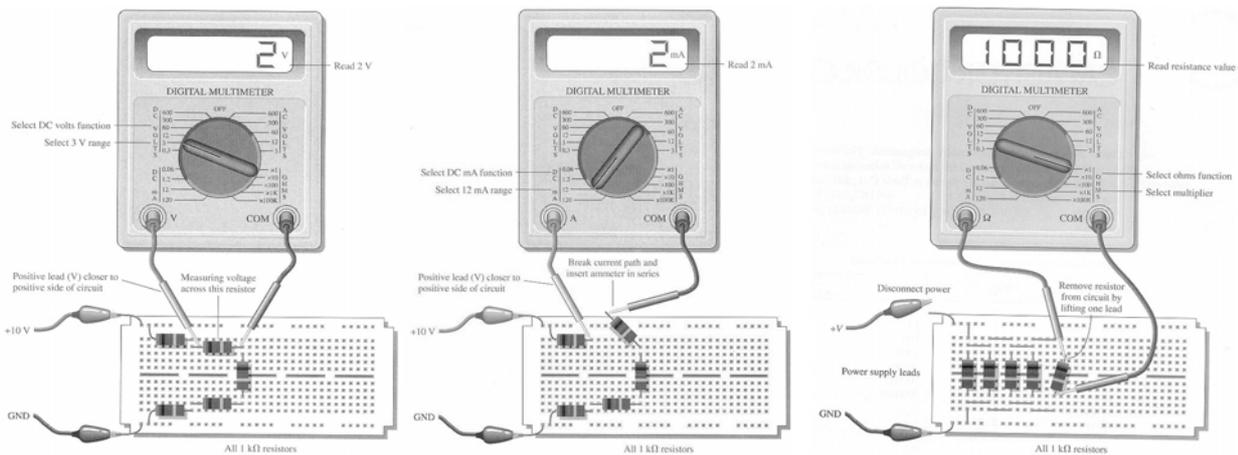



Fig. 3: a) Medição de tensão; b) Medição de intensidade de corrente; c) Medição de resistência.

VI Código de Boa Utilização dos Aparelhos de Medição

O êxito de uma medição está parcialmente ligado a uma correcta utilização do aparelho de medição. Um aparelho mal utilizado pode ter consequências negativas muito diversas, desde um resultado pouco preciso, até à danificação ou destruição irreversível do aparelho de medição ou mesmo do circuito em que o aparelho foi inserido.

Eis alguns aspectos importantes a atender sequencialmente no manuseamento de aparelhos de medição (como, por exemplo, o multímetro):

- Escolha correcta da função: o utilizador deverá estar plenamente consciente da grandeza que pretende medir - tensão cc (dc), tensão ca (ac), corrente cc, corrente ca, etc. - e seleccionar a correspondente função no multímetro. A função ohmímetro deverá ser utilizada exclusivamente para medição do valor da resistência de uma resistência, que não tenha ligado em derivação quaisquer outros elementos que deixem passar corrente e que não estejam a ser atravessadas por qualquer outra corrente eléctrica, além da que é introduzida pelo ohmímetro, i.e., as resistências deverão ser medidas individualmente (*desinseridas* de qualquer circuito).

- Escolha da gama de medição adequada: pressupõe-se que o aparelho de medição escolhido inclui uma gama apropriada à medição pretendida. Se o aparelho tiver selecção automática de gama, esta verificação é suficiente, já que o próprio aparelho se encarrega por si de fazer a selecção da gama mais adequada; no caso de aparelhos mais antigos, para conseguir uma leitura com a maior precisão possível, o utilizador deverá escolher a menor gama imediatamente superior (ou, no limite, igual) ao valor previsto para a grandeza em medição: se não fizer a menor ideia do valor que vai medir, **será uma situação verdadeiramente excepcional**, começará por seleccionar no aparelho a gama mais elevada da função, que depois vai diminuindo, sucessivamente, até obter a maior leitura possível sem exceder o limite da gama. Como directiva geral, são de evitar medições que conduzam a valores inferiores a meia escala. Quando se mede uma resistência com um ohmímetro, há que verificar previamente o ponto "zero ohms", curto-circuitando os terminais do aparelho.

- Ligação correcta do aparelho de medição ao circuito. Enquanto não há experiência suficiente na realização de medições eléctricas, é boa prática ligar o aparelho de medição ao circuito em análise antes de *energizar* este; isto é particularmente importante na utilização como amperímetro. Inversamente e, em geral, deverá *desenergizar-se* o circuito antes de se desligar dele o aparelho de medição.

- É essencial prestar a devida atenção à escala seleccionada, isto é, às suas unidades e valor máximo. Nos multímetros analógicos, para além da utilização de diferentes cores na marcação das escalas correspondentes às várias funções, é habitual uma mesma escala - entenda-se, neste contexto, arco de circunferência, dividido em intervalos parcelares por pequenos traços - ter associada várias graduações, correspondentes às várias gamas. Nos aparelhos digitais, especialmente nos mais modernos, a leitura correcta está mais facilitada, já que o ecrã indica, além do valor numérico, a unidade e o eventual multiplicador.

- Os aparelhos digitais são activos, isto é, contém circuitos electrónicos que têm de ser alimentados, para o que os aparelhos estão equipados com pilhas, acumuladores ou fontes de alimentação interna ou externa. Em qualquer caso, para operar o aparelho, é necessário ligar a alimentação no respectivo interruptor.

Qualquer aparelho de medição, por mais simples e barato que seja, é sempre fornecido com um manual em que devem estar resumidas as especificações eléctricas e operacionais, assim como dados sobre a precisão e instruções de operação. Em caso de dúvida, encoraja-se, vivamente, o utilizador a consultar esses elementos. Nalguns aparelhos, há um resumo dos aspectos mais importantes na base/costas dos mesmos.

VII Procedimento Experimental

IMPORTANTE: Registe no seu caderno todos os valores medidos.

Treino com o Multímetro e Placa de Teste

Objectivo

Medição de diferenças de potencial, de intensidades de corrente eléctrica e de resistência, usando o multímetro. Verificação da lei de Ohm. Estudo dos divisores de tensão e de corrente. (Consultar notas das aulas teóricas sobre divisores de tensão e de corrente.)

Material Utilizado

Fonte de alimentação, multímetro, resistências, e cabos de ligação.

Divisor de Tensão

Monte o circuito representado na Fig. 4.a), com $V_S = 5\,\text{V}$, $R_1 \approx 100\,\Omega$ e $R_2 \approx 0.2\,\text{k}\Omega$, na placa de teste.

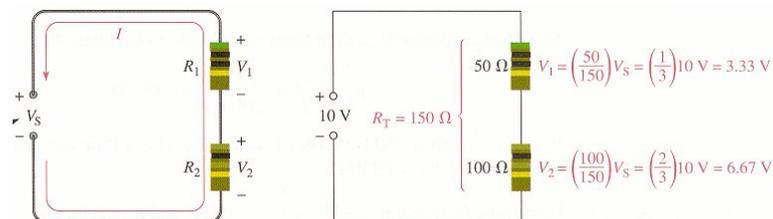



Fig. 4: a) Circuito resistivo série com duas resistências. b) Divisor de tensão: exemplo numérico.

a) Meça o valor da resistência das resistências.

b) Verifique o valor da tensão aos terminais da fonte, em aberto e após a conexão ao circuito.

c) Meça a tensão aos terminais de cada resistência (considere o erro de leitura).

d) Meça a intensidade de corrente eléctrica que percorre o circuito.

e) Compare os resultados obtidos com os valores previstos.

Divisor de Corrente

Monte o circuito da Fig. 5, onde $V_S = 5$ V, $R_1 \approx 0.1\,\mathrm{k}\Omega$ e $R_2 \approx 0.2\,\mathrm{k}\Omega$.

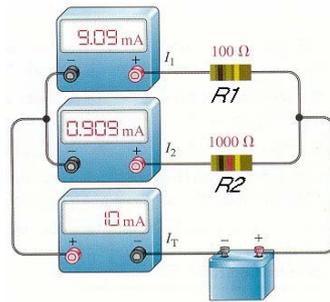



Fig. 5: Circuito resistivo paralelo: divisor de corrente.

a) Meça o valor de cada resistência.

b) Verifique o valor da tensão aos terminais da fonte, em aberto e após a conexão ao circuito.

c) Meça a tensão aos terminais de cada resistência.

d) Meça a corrente fornecida pela fonte ao circuito I_T , e as correntes I_1 e I_2 .

e) Determine a potência fornecida pela fonte ao circuito e a potência dissipada nas resistências.

f) Compare os resultados com os valores esperados. Justifique eventuais diferenças.

Bibliografia

[1] *Vocabulário Electrotécnico Internacional*, Capítulo 301: Termos gerais relativos a medições em electricidade, Norma Portuguesa NP 2626-301 (1993); *Vocabulário Electrotécnico Internacional*, Capítulo 302: Instrumentos de medição eléctricos}, Norma Portuguesa NP 2626-302 (1993).

[2] *International Electrotechnical Vocabulary*, IEC, Publication 50 (301, 302, 303), (1983).

[3] *Física Experimental*, M. C. Abreu, L. Matias e L. F. Peralta, Editorial Presença, 1994.

[4] *Aparelhos de Medição Eléctricos*, Dietmar Appelt, Departamento de Física, Universidade do Porto, 1996.

[5] *Electronics Fundamentals: circuits, devices, and applications*, 4th ed., T. L. Floyd, Prentice-Hall, 1998.

[6] *Dicionário da Língua Portuguesa*, 8ª edição, Dicionários Editora, Porto Editora, 1999.

Circuitos de Corrente Alternada: Circuitos RC e RLC, Filtros

Em corrente contínua (cc), os componentes eléctricos/electrónicos são caracterizados unicamente pela respectiva **resistência eléctrica**, e o carácter **capacitivo** e/ou **indutivo** dos componentes só se revela durante o estabelecimento do regime estacionário. Em corrente alternada (ca) os componentes são caracterizados pela respectiva **impedância Z** (o equivalente à resistência em corrente contínua).

O objectivo deste trabalho é familiarizar o aluno com a medição de grandezas eléctricas características da corrente alternada usando o multímetro e o osciloscópio; o aluno terá ainda oportunidade de estudar circuitos básicos contendo resistências, condensadores e bobines.

I Introdução

A energia eléctrica é-nos fornecida, em geral, na forma de sinais de tensão e corrente variáveis no tempo e cujo sentido se inverte periodicamente, percorrendo o seu ciclo de valores uma vez em cada período. A tensão/corrente alternada tem valor médio, durante um período, nulo. A forma mais comum de corrente alternada é a sinusoidal. Contudo, no início do século XIX a energia eléctrica era fornecida quase exclusivamente na forma de corrente contínua.

O uso primário da electricidade era a iluminação. (Mais tarde, a demonstração de pequenos motores eléctricos, por parte de Faraday e de Henry, generalizou o uso da energia eléctrica.) A corrente contínua (cc) apresenta algumas vantagens:[7] as baterias podem ser usadas como sistemas de alimentação de reserva quando os dínamos falham ou em regimes de baixo consumo; os dínamos podem ser operados em paralelo de forma a aumentar a potência (o uso de alternadores em paralelo é difícil, devidos aos problemas de sincronização).

A principal vantagem da corrente alternada é a eficiência com que pode ser transmitida. A tensão alternada pode ser facilmente transformada em alta tensão, reduzindo deste modo as perdas associadas às linhas de transmissão: se a resistência da linha é R e a potência transmitida é $V \cdot I$, a perda na linha será $R \cdot I^2$. Assim, se a tensão transmitida for elevada e a corrente for baixa, as perdas na linha serão minimizadas.

O final do século XIX é caracterizado pela competição entre estas duas modalidades de fornecimento de energia eléctrica. Vários cientistas (Thomas Edison, por exemplo) eram defensores dos sistemas de cc, mas o advento do **transformador** e a necessidade de transmitir energia eléctrica da central até aos consumidores tornou os sistemas alternados dominantes. Nas primeiras redes de distribuição, a frequência dos sinais de ca era superior a 100 Hz (tipicamente 133 Hz). No início do século XX, Nikola Tesla, o inventor do motor de indução, demonstrou que este não funcionaria de forma eficiente a frequências superiores a 100 Hz: nos Estados Unidos a frequência da ca é 60 Hz, enquanto que na Europa a distribuição é realizada a 50 Hz.

[7] A corrente contínua é gerada por **dínamos**, enquanto a corrente alternada é obtida a partir de **alternadores**.

II Corrente Alternada (ca)

A corrente alternada corresponde a sinais de tensão e corrente variáveis no tempo e cujo sentido se inverte periodicamente, percorrendo o seu ciclo de valores uma vez em cada período. A forma mais comum de corrente alternada é a sinusoidal. Uma tensão/corrente puramente alternada tem valor médio, durante um período, nulo.

Gerador de Sinais

É habitual na "linguagem electrónica" corrente designar-se por **gerador de funções/sinais** uma fonte de tensão variável no tempo. A Fig. 1 mostra a vista frontal de um gerador de sinais típico.

Fig. 1: Gerador de funções/sinais.

Formas de onda

A função que representa a variação temporal da tensão/corrente identifica a forma de onda de tensão/corrente alternada gerada pela fonte de sinais. Em Electrónica consideram-se, tipicamente, três formas de onda de tensão (ver canto superior direito do painel frontal do gerador, Fig. 1): tensão quadrada, tensão triangular, e tensão sinusoidal.

Uma tensão/corrente que varie no tempo de modo periódico e com componente contínua nula é caracterizada pelos seguintes parâmetros:

- valor da tensão/corrente em cada instante: $v(t)$, $i(t)$ [unidades SI: volt (V) e ampere (A)]
- amplitude da tensão/corrente: V_0, I_0 [unidades SI: volt (V) e ampere (A)]
- período: T [unidade SI: segundo (s)]
- frequência fundamental f=1/T [unidade SI: hertz (Hz)]
- frequência angular fundamental: $\omega=2\pi f$ [unidade SI: radiano/segundo (rad/s)]
- tensão/corrente pico a pico: $V_{pp}=2V_0$, $I_{pp}=2I_0$ [unidades SI: volt (V) e ampere (A)]
- valor eficaz: $V_{ef}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt}$, $I_{ef}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt}$, o equivalente contínuo da tensão/corrente que provocaria a mesma dissipação de energia numa resistência.[8]

Condensadores e Bobines

Em corrente contínua (cc) os componentes são caracterizados unicamente pela respectiva **resistência**

[8] Para sinais de tensão sinusoidais, $v(t)=V_0\sin(\omega t+\phi)$, onde ϕ representa a fase inicial do sinal (fase em $t=0$ s) [unidade SI: radiano (rad)], a tensão eficaz é dada por $V_{ef}=V_0/\sqrt{2}$.

eléctrica, e o carácter **capacitivo** e/ou **indutivo** dos componentes electrónicos só se revela durante o estabelecimento do regime permanente. Em corrente alternada qualquer condutor ou elemento pode apresentar, ao mesmo tempo, comportamento resistivo, capacitivo e indutivo.

Condensador

Em Electricidade e Electrónica, um sistema formado por dois condutores extensos separados um do outro por um material dieléctrico é designado por **condensador**. Se um condutor tem uma carga Q e o outro uma carga $-Q$, e se a diferença de potencial entre eles é V_C, a **capacidade eléctrica do condensador**, por definição, é: $C = Q/V_C$.

A capacidade de um condensador depende da forma dos condutores e do meio existente entre eles, e é uma propriedade do condensador. A unidade SI de capacidade eléctrica é o **farad**,[9] símbolo FΩ; no esquema de um circuito eléctrico, um condensador é representada por ⊣⊢. Na Fig. 3 indicam-se alguns tipos de condensador.

Fig. 3: Condensadores.

Um condensador em corrente contínua actua como um aberto. Num circuito com um condensador a tensão aos seus terminais está relacionada com a corrente que o percorre do seguinte modo:

$$V_C = \frac{1}{C}\int i(t)dt$$

Para carregar um condensador é necessário fornecer energia, que é armazenada no condensador sob a forma de **energia electrostática**: se entre os terminais de um condensador de capacidade C, existir uma diferença de potencial V_C, a energia electrostática armazenada no campo eléctrico existente entre as armaduras do condensador será $W_C = \frac{1}{2} C \cdot V_C^2$. Esta energia poderá ser mais tarde restituída ao circuito contendo o condensador, quando este se descarrega. Um condensador perfeito não dissipa energia. É a possibilidade de armazenar energia que é responsável pela grande diferença de comportamento eléctrico do condensador em relação à resistência.

Existem vários tipos de condensadores. Condensadores de capacidade fixa: condensadores de mica (de 1 pF a 100 nF e tensões entre 100 V e 2500 V cc), de cerâmica (de 1 pF a 3 μF, e tensões até vários kV), de filmes de plástico (capacidade até 100 μF), e electrolíticos. Os condensadores electrolíticos são polarizados, e, portanto, devem ser inseridos nos circuitos tendo em conta os sinais de polaridade. Estes condensadores podem apresentar valores de capacidade de centenas de mF, com tensões de ruptura relativamente baixas (valor típico até 350 V). A corrente de fuga nestes condensadores é elevada. Os condensadores de capacidade variável são usados em circuitos onde há necessidade de ajustar o valor da capacidade, manual ou automaticamente, como por exemplo, em sintonizadores de rádio e de TV. (O **varactor** é um condensador semicondutor cuja capacidade é função da tensão aos seus terminais).

[9] Não confundir com o faraday. (Ver definição de faraday.)

Os condensadores são usados para armazenar energia eléctrica, como filtros em fontes de tensão e em circuitos de filtragem de sinais alternados. São também usados para bloquear sinais contínuos e para acoplar sinais alternados entre diferentes secções de um circuito. Os condensadores são componentes fundamentais em circuitos temporizadores e memórias.

Bobina e Indutância

A bobina é um componente eléctrico formado por um enrolamento (geralmente cilíndrico) de um condutor num meio material (núcleo) de permeabilidade magnética μ. Na Fig. 4 mostram-se vários tipos de bobines.

Fig. 4: Vários tipos de bobines.

Uma bobine ideal é caracterizada electricamente pela respectiva **indutância**. Uma indutância tende a apor-se a variações de corrente eléctrica; no esquema de um circuito eléctrico, a indutância é representada por ⅃ᘻ∟.

A força electromotriz (f.e.m.) induzida entre os terminais de uma bobine, $E_L(t)$, é proporcional à derivada da corrente que a atravessa $\frac{di}{dt}$: $E_L(t) = -L\frac{di}{dt}$. A queda de tensão aos terminais da bobine $v_L(t)$ é dada por: $v_L(t) = L\frac{di}{dt}$. A constante de proporcionalidade L representa a indutância do componente. A unidade SI de indutância eléctrica é o **henry**, símbolo H.

Em corrente contínua uma bobine ideal (indutância pura) comporta-se como um condutor perfeito (curto-circuito). Uma bobine ideal não dissipa energia, armazenando energia no campo magnético existente no enrolamento $W_L = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2$. Esta energia poderá ser mais tarde restituída ao circuito contendo a indutância.

As bobines podem apresentar indutância fixa ou variável. Tanto umas como as outras podem ser classificadas de acordo com o tipo de material usado no núcleo (ar, ferro ou ferrite).

As indutâncias são aplicadas em fontes de tensão contínua como filtros, em circuitos de telecomunicações para sintonização, em circuitos de rádio frequência (rf) para impedir que o sinal de rf chega a determinadas partes do circuito como, por exemplo, fontes de tensão.

III Leis dos Circuitos em Corrente Alternada

Na representação exponencial uma tensão sinusoidal, $v(t) = V_0 \sin(\omega t + \phi)$, escreve-se:

$\mathrm{V}(t) = \frac{V_0}{2j}\left(e^{j(\omega t+\phi)} - e^{-j(\omega t+\phi)}\right) \equiv \mathrm{V}e^{j\omega t}$;[10]

uma corrente sinusoidal, $i(t) = I_0 \sin(\omega t + \phi)$, representa-se por:

---

[10] $j = \sqrt{-1}$.

$$\mathrm{I}(t) = \frac{I_0}{2j}\left(e^{j(\omega t+\varphi)} - e^{-j(\omega t+\varphi)}\right) \equiv \mathrm{I}e^{j\omega t} .$$

As formas complexas da corrente e da tensão sinusoidais, V e I, designam-se por fasores de tensão e de corrente. Graças à notação complexa podemos abordar qualquer circuito com resistências, condensadores, bobines, e alimentado a corrente alternada sinusoidal, como se fosse um circuito resistivo alimentado com corrente contínua.

Lei de Ohm Generalizada

Em corrente alternada sinusoidal, a relação $V = R \cdot I$ toma a forma $\mathrm{V} = \mathrm{Z} \cdot \mathrm{I}$: **lei de Ohm generalizada** (V, Z, e I são, em geral, grandezas complexas). Ter em atenção que, quer a tensão quer a corrente devem ser expressas de forma consistente, i.e., ambas referidas aos valores de pico, aos valores eficazes, ou aos valores médios. A grandeza $\mathrm{Z} = R + jX$ designa-se por **impedância**, e é, em geral, uma função complexa, em que a parte real corresponde à componente resistiva do elemento, $Z_R = R$, e a parte imaginária é o resultado das componentes capacitiva (reactância capacitiva), $X_C = -1/(\omega C)$, e indutiva (reactância indutiva), $X_L = \omega L$, do elemento, i.e., $X = X_L - X_C$.

A forma geral da impedância é: $\mathrm{Z} = R + j(\omega L - 1/\omega C)$, donde resulta, claramente, que a impedância de um circuito é, em geral, função da frequência do sinal alternado, ω, $\mathrm{Z} = \mathrm{Z}(\omega)$, mesmo que a resistência, R, não dependa de ω (desprezam-se aqui os comportamentos não-lineares).

A impedância de uma resistência ideal é igual a $\mathrm{Z_R} = R$; a impedância de um condensador ideal é dada por $\mathrm{Z_C} = -j/\omega C$; a impedância de uma indutância pura é $\mathrm{Z_L} = j\omega L$.

Para determinados circuitos alimentados a ca sinusoidal, existe uma frequência particular, a **frequência de ressonância,** $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, à qual a componente imaginária da impedância do circuito é nula, i.e., a impedância do circuito é real e igual a $\mathrm{Z_R} = R$.

Associação de Impedâncias

A impedância equivalente $\mathrm{Z_{eq}}$ da **associação série** de impedâncias é dada pela soma das impedâncias individuais: $\mathrm{Z_{eq}} = \mathrm{Z_1} + ... + \mathrm{Z_n}$.

O inverso da impedância equivalente, $1/\mathrm{Z_{eq}}$, da **associação paralelo** de impedâncias é obtida pela soma dos inversos das impedâncias individuais: $1/\mathrm{Z_{eq}} = 1/\mathrm{Z_1} + ... + 1/\mathrm{Z_n}$.

Notar o paralelo com a associação de resistências em corrente contínua.

Análise de Circuitos de Corrente Alternada

As leis dos circuitos eléctricos de corrente contínua aplicam-se da mesma forma aos circuitos em corrente alternada (ca), com a ressalva de que a tensão e a corrente devem ser expressas de forma consistente, i.e., ambas referidas aos valores de pico, aos valores eficazes, aos valores médios, e por ai adiante. As resistências dos elementos são substituídas pelas respectivas impedâncias.

IV Filtros

Nos circuitos eléctricos com resistências, capacidades e indutâncias, a relação entre a intensidade de corrente e a tensão aos terminais dos diversos componentes é linear. Estes circuitos/elementos designam-se por **lineares**. Aplicando a um circuito linear um sinal sinusoidal, a resposta, em regime estacionário, é também um sinal sinusoidal, i.e., o sinal de saída tem a mesma forma que o sinal de entrada, podendo, no entanto, a amplitude do sinal ser diferente. Esta característica é exclusiva dos sinais sinusoidais. Para nenhuma outra forma de onda, periódica ou não, isto se verifica (em geral, o sinal de saída pode nem ter qualquer semelhança com o sinal de entrada).

Um filtro é um dispositivo/circuito electrónico que permite a passagem de determinada banda de frequências impedindo a passagem de outras que estão fora dessa banda, eliminando sinais indesejáveis e melhorando, por exemplo, a resolução de imagem e/ou fidelidade de som;

Em geral, os filtros são constituídos por componentes passivos, em particular por condensadores e bobines, que seleccionam a passagem de sinais sinusoidais em função do valor da sua frequência, permitindo a passagem exclusiva de sinais em determinada banda espectral. Quanto ao comportamento em frequência, existem quatro tipos básicos de filtros: **passa-baixo**, **passa-alto**, **passa-banda** e **rejeita-banda**.

Função de Transferência

Os filtros lineares, em geral, são circuitos com dois pares de terminais (um dos quais se considera como entrada do circuito e o outro como a saída), Fig. 5, e cuja resposta, isto é, a relação entre as variáveis de entrada V_{in} e I_{in} e as de saída V_{out} e I_{out} é dependente da frequência.

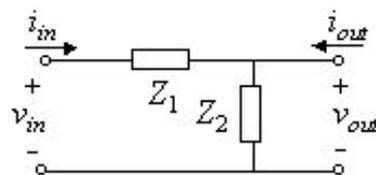



Fig. 5: Filtro linear constituído por dois componentes de espécies diferentes.

A razão V_{out}/V_{in}, com $I_{out}=0$, é designada por ganho (atenuação) do circuito, por função de transmissão do circuito, ou por **função de transferência** do circuito, $T(\omega)=V_{out}/V_{in}$, e é, em geral, uma quantidade complexa.[11]

Neste trabalho estudaremos a resposta em frequência de circuitos contendo condensadores e bobines.

Decibel (dB)

Para exprimir razões de potências, tensões, etc., é frequente usar-se o **decibel** (dB). Se a potência, a corrente e a tensão de entrada de um circuito são dadas por P_{in}, I_{in} e V_{in}, respectivamente, e a potência, a corrente e a tensão de saída por P_{out}, I_{out} e V_{out}, então a atenuação (ou ganho) do circuito em dB é:

$$\eta = 10\log[T(\omega)] = 20\log[V_{out}/V_{in}].$$

[11] As grandezas e as funções complexas, como a impedância Z, os fasores de tensão e de corrente (V e I), a função resposta em frequência H, representa-se em estilo romano. No entanto, o módulo e a fase das grandezas complexas, como, por exemplo, da impedância, são representados em itálico (Z, ψ).

Se η é positivo, o circuito apresenta ganho (amplificador); se η é negativo, o circuito atenua o sinal de saída (atenuador).[12]

Usando o decibel, grandezas muito grandes ou muito pequenas são expressas usando números com poucos dígitos. Outra vantagem é que as atenuações (ou ganhos) em dBs, de circuitos ligados em sucessão se somam, uma vez que o logaritmo do produto é igual à soma do logaritmo dos factores.

Largura de Banda de um Circuito

Em corrente alternada (ca), a impedância de um filtro/circuito varia com a frequência. Define-se **largura de banda** de um circuito, como o espectro de frequências no qual o modulo da função de transferência (em tensão ou corrente), $|V_{out}/V_{in}|$ ou ($|I_{out}/I_{in}|$), é maior ou igual a $(\sqrt{2})^{-1} \approx 0.707$ (ou -3 dB), ou o intervalo de frequências no qual a potência de saída é maior ou igual a metade (ou -3 dB) da potência máxima do sinal de saída, Fig. 6. Também se costuma designar a largura de banda como a **banda passante** do circuito.

Fig. 6: Resposta espectral de um circuito. Largura de banda. Pontos -3 dB.

Na Fig.6, ω_{ci} e ω_{cs}, representam as frequências de corte inferior e superior, respectivamente. Há circuitos em que a frequência de corte inferior é zero (**circuitos passa-baixo**), e circuitos em que a frequência de corte superior é infinita (**circuitos passa-alto**). Num circuito **rejeita-banda**, os sinais com frequências compreendidas entre ω_{ci} e ω_{cs} são atenuados.

Filtros RC

Os filtros RC são, normalmente, formados por uma resistência (condensador) em série e um condensador (resistência) em paralelo, tal como se mostra na Fig. 7. Recorde-se que a reactância capacitiva, i.e., a resistência que uma capacidade oferece à corrente alternada depende da frequência do sinal: é grande a frequências baixas e é pequena a frequências altas.

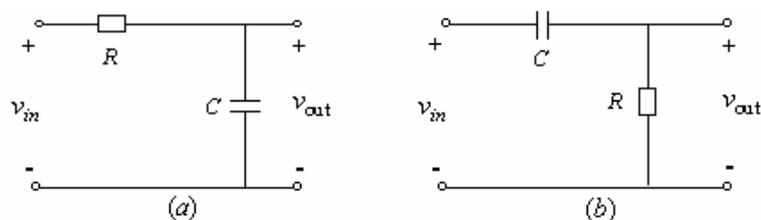



Fig. 7: a) Circuito RC passa-baixo. b) Circuito RC passa-alto.

A frequência de corte de um filtro RC corresponde à frequência para a qual o valor da reactância do

[12] Note que nas medições dos pares I_{out} e I_{in} e V_{out} e V_{in}, se deve usar o mesmo valor de impedância, i.e., I_{out} e $Z_{in} = Z_{out}$.

condensador iguala o valor da resistência $(\omega_c C)^{-1} = R$, $\omega_c = (RC)^{-1}$.

O comportamento da função de transferência para frequências acima (passa-baixo) ou abaixo (passa-alto) da frequência de corte apresenta um declive de 20 dB/década (ou 6 dB/oitava).

Filtros LC

Os filtros LC são usados principalmente, mas não exclusivamente, em aplicações de alta frequência. Os dois tipos principais de filtros LC são o filtro série e o filtro paralelo (Fig. 8), filtros passa-banda e rejeita-banda, respectivamente. A acção destes circuitos é consequência do comportamento das reactâncias do condensador e da bobine, com a frequência.

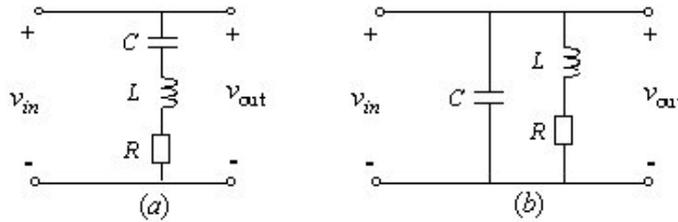



Fig. 8: Filtros LC (a) série e (b) paralelo.

No caso do circuito série (o caso paralelo é análogo), a impedância de entrada do circuito é igual à diferença entre estas duas reactâncias, mais a resistência *R* (*R* representa a resistência da bobine). A acção do circuito é tal que a reactância do condensador diminui e a da bobine aumenta, com o aumento da frequência, e vice-versa. A uma frequência particular, **frequência de ressonância** $f_R = \left(2\pi\sqrt{LC}\right)^{-1}$, as reactâncias do condensador e da bobine são iguais, e a impedância de entrada efectiva é igual a R. A impedância da bobine Z_L (ou do condensador ZC) à frequência f_R é designada a **impedância característica** do circuito $Z_0 = \sqrt{L/C}$. Supondo que tal ocorre quando as reactâncias do condensador e a da bobine são iguais a $1\,\text{k}\Omega$ e a resistência R é igual a $10\ \Omega$, a impedância de entrada cairá para $10\ \Omega$, e a tensão aos terminais de R, V_{out}, será igual à tensão de entrada V_{in}. A corrente através de R, contudo, percorre L e C, que apresentam individualmente reactâncias 100 vezes superiores a R; consequentemente, o sinal de tensão aos terminais de C ou de L, V_C ou V_L, será 100 vezes superior à tensão aos terminais de R, V_R; este “ganho” em tensão é conhecido como o *Q* do circuito, dado por $Q = Z_0 / R$. (Note que as tensões através de L e C estão em oposição de fase e por isso a tensão gerada através da série L-C é nula, portanto.) Os circuitos da Fig. 8 podem actuar como filtros passa-banda (a) e rejeita-banda (b), respectivamente.

Tal como os filtros RC, os filtros LC podem ser desenhados para actuarem como filtros passa-baixo ou passa-alto. O filtro LC passa-baixo (passa-alto) é normalmente formado por uma indutância (condensador) em série e um condensador (indutância) em paralelo, tal como se mostra na Fig. 9.

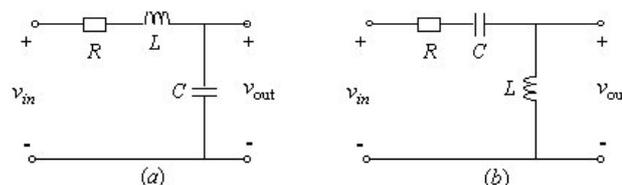



Fig. 9: Filtros LC (a) passa-baixo e (b) passa-alto.

Estes filtros só actuam como verdadeiros filtros passa-baixo ou passa-alto se a impedância do gerador de sinal ou do seu equivalente de Thévenin, for igual a Z_0.[13] Por exemplo, o circuito passa-baixo (passa-alto), é de facto um filtro ressonante série com a saída tirada aos terminais do condensador (bobine). Se o circuito for alimentado por uma fonte de baixa impedância, a saída irá produzir um pico à frequência f_R. A magnitude desse pico é proporcional ao valor do Q do circuito. Contudo, o circuito pode ser modificado de forma a funcionar como um verdadeiro filtro passa baixo (passa-alto). Basta adicionar ao circuito, em série com a bobine (condensador), uma resistência tal que a sua soma com a resistência do gerador iguala a impedância característica do circuito Z_0. A adição desta resistência reduz o valor de Q à unidade, e o filtro passa-baixo (passa-alto) produz uma saída sem pico.

Regime Transitório

Os fenómenos transitórios que se observam nos circuitos RC, RL e RLC, são fundamentalmente idênticos na medida em que, em todos os casos, haverá uma dependência exponencial no tempo da propriedade a medir (corrente, tensão ou carga).

O fenómeno transitório, ou seja, o estabelecimento do regime estacionário da grandeza em questão, ocorre num intervalo de tempo significativamente próximo da chamada constante de tempo do circuito, τ, segundo as equações:

$$g(t) = g_0 e^{-t/\tau}$$
$$f(t) = f_0\left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$

Dada esta identidade formal, analisaremos apenas um desses fenómenos transitórios: variação da tensão de carga e de descarga de um condensador, Fig. 10.

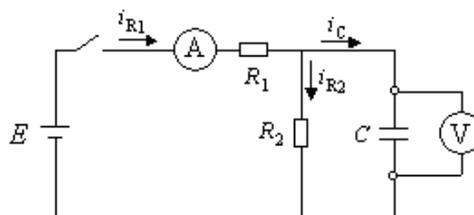



Fig. 10: Circuito RC. *E*: força electromotriz do gerador; A: amperímetro; V: voltímetro.

Quando se fecha o interruptor, o condensador vai carregar-se através do paralelo das resistências R_1 e R_2, $R_{//} = R_1 R_2 / (R_1 + R_1)$, e quando se abre, o condensador descarrega-se através da resistência R_2. As expressões que traduzem a variação da tensão aos terminais do condensador são as seguintes:

$$v(t) = E\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \quad \tau_{cg} = R_{//}C, \quad \text{carga}$$

$$v(t) = E\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)e^{-t/\tau}, \quad \tau_{dcg} = R_2 C, \quad \text{descarga}$$

A constante de tempo τ é muitas vezes usada como a unidade de tempo para os fenómenos em causa. Na

[13] Os filtros LC possuem a vantagem de o comportamento da função de transferência em frequência apresentar um declive de ~12 dB/oitava, em comparação com 6 dB/oitava dos filtros RC.

fase de carga, a tensão aos terminais do condensador atinge aproximadamente 63% da tensão máxima, τ segundos após o seu início, e mais de 99% da carga máxima para $t = 5\tau$ s. Na descarga de um condensador, a tensão aos seus terminais para $t = \tau$ s é cerca de 37% do valor de tensão inicial, e pode considerar-se descarregado ao fim de $t = 5\tau$ s.

V Osciloscópio

Em Electrónica (mas também na Electricidade) há frequentemente necessidade de avaliar a evolução temporal das grandezas, particularmente as tensões e/ou correntes. Os osciloscópios, Fig. 11, muitas vezes também - impropriamente - designados por oscilógrafos, permitem a representação gráfica de tensões em funções do tempo, sobre um ecrã de um tubo de raios catódicos, a que está associada uma grelha que constitui as escalas das ordenadas (tensão) e das abcissas (tempo). São essencialmente "aparelhos analógicos" (a representação gráfica de uma grandeza constitui um modo de representação analógico), muito embora o processamento do resultado da medição até à sua apresentação possa envolver tecnologias digitais em maior ou menor extensão (utilizam-se cada vez mais "osciloscópios digitais"). É corrente estar associada à representação gráfica da grandeza medida alguma informação alfanumérica (por exemplo, os factores de escala).

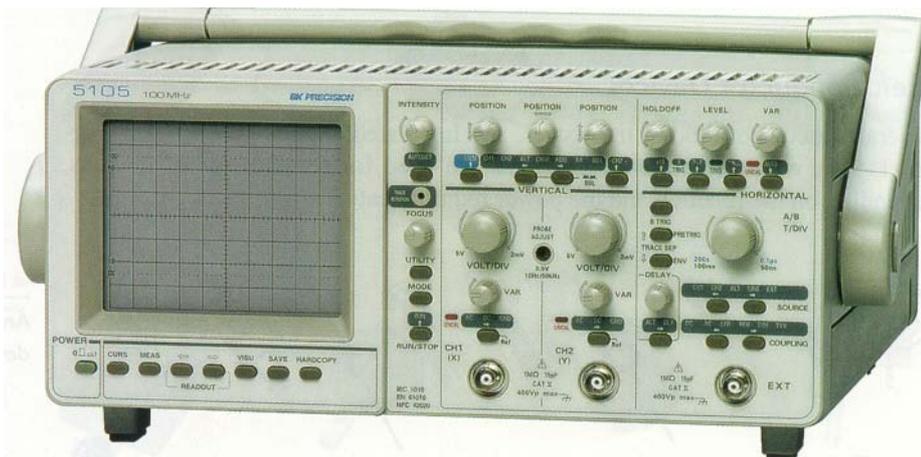



Fig. 11: Painel frontal de um osciloscópio.

O osciloscópio é um aparelho de medida/caracterização essencial num laboratório de Electricidade e Electrónica e não só. Se bem que as ddp possam ser medidas recorrendo a multímetros, o osciloscópio apresenta a vantagem suplementar de permitir observar ddp variáveis no tempo.

O elemento essencial de um osciloscópio é o tubo de raios catódicos, Fig. 12, tubo no qual se fez o vazio e que contém:

- um canhão de electrões, que gera um feixe de electrões de velocidade elevada
- um par de eléctrodos (placas horizontais), para desvio vertical do feixe (Y1, Y2)
- um par de eléctrodos (placas verticais), para desvio horizontal do feixe (X1, X2)
- um ecrã fluorescente, que brilha sob o impacto dos electrões (Alvo)

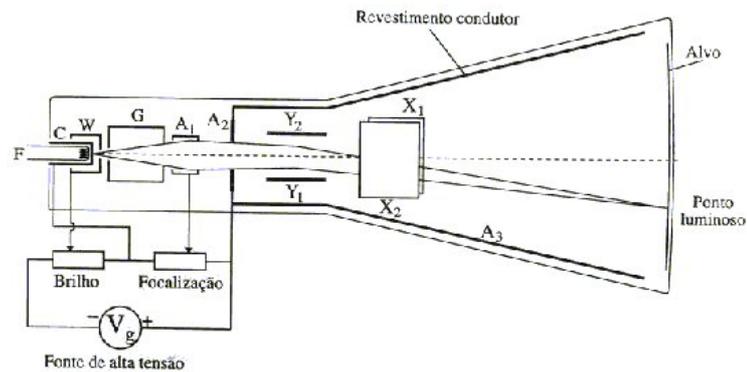



Fig. 12: Representação esquemática de um tubo de raios catódicos.

Os electrões são emitidos pela superfície quente do cátodo C (aquecido por um filamento) - efeito termiónico. Em frente do cátodo existe um outro eléctrodo W, com um pequeno orifício, que, aplicando-lhe uma diferença de potencial (ddp) V_W negativa relativamente ao cátodo, serve para controlar o número de electrões que por ele passam. No caso em que V_W é muito negativa, praticamente todos os electrões são repelidos e o feixe incidente no ecrã tem uma intensidade muito fraca podendo deixar de ser visível, no caso oposto passam muitos electrões e o ponto no ecrã aparece muito luminoso. (ATENÇÃO: Não deve deixar esta situação durante um tempo longo, já que pode deteriorar o ecrã). Esta tensão é regulada no botão INTENSITY no painel frontal.

O feixe de electrões originado no cátodo é em seguida acelerado num campo eléctrico, criado pela imposição de uma tensão elevada entre o cátodo e um eléctrodo oco que funciona como ânodo. O ânodo é desenhado para funcionar como lente convergente para o feixe de electrões. Complementa esta lente electrostática um eléctrodo cilíndrico intermédio, que por ajuste da tensão relativa ao ânodo, V_{foc}, permite variar a distância focal do sistema e consequentemente a focagem do feixe. Esta tensão é controlada no botão FOCUS no painel.

O osciloscópio em modo X-Y

O modo de funcionamento **X-Y** é activado usando o interruptor X-Y no conto superior direito do osciloscópio. Considere-se que entre as duas placas horizontais, Y1 e Y2, se estabelece uma ddp V, ou seja cria-se no espaço intermédio um campo eléctrico de magnitude $E = V / d$ de direcção vertical (d é a distância entre as placas). Quando um electrão passa entre as placas é actuado pela força eléctrica $E = eF$. Sofre assim um desvio, embatendo no ecrã num ponto que se encontra desviado de y, em relação ao ponto em que embateria na ausência de campo ($V = 0$). O ponto de impacto dos electrões no ecrã segue a tensão aplicada, deslocando-se para cima ou para baixo conforme a tensão for positiva ou negativa. Tal como nos voltímetros com ponteiro, existe um ajuste de zero: botão POS/POSITION (ao rodá-lo estamos a somar uma tensão contínua à tensão das placas, correspondendo-lhe um desvio adicional do feixe). O desvio y segundo a vertical, do feixe de electrões é proporcional a V pelo que a posição y no ecrã é uma medida de V, desde que conhecida a constante de proporcionalidade k, $V = ky$.

Aplica-se uma ddp às placas horizontais (ou placas de deflexão vertical) usando a entrada Y. Esta está ligada através do interruptor AC-GND-DC a um amplificador cujo factor de amplificação, ou ganho, pode

ser controlado pelo comutador VOLT/DIV. Com o interruptor referido na posição DC, a tensão de entrada amplificada é aplicada às placas. O factor de proporcionalidade entre o desvio correspondente à tensão amplificada, y, e a ddp introduzida, $V_{in,y}$, pode ser medido directamente em VOLT/DIV ou mV/DIV na escala do comutador. O interruptor na posição GND (terra, "ground") liga a entrada do amplificador à massa. O ajuste de zero no desvio horizontal obtém-se somando uma tensão constante ajustada por regulador POS na área correspondente aos comandos do canal Y.

Tal como para as placas de deflexão vertical, é possível aplicar às duas placas verticais, X1 e X2, de deflexão horizontal, uma tensão, depois de amplificada num amplificador com ganho regulado por X. O factor de proporcionalidade entre o desvio correspondente à tensão amplificada, x, e a ddp introduzida, $V_{in,x}$, pode ser medido directamente em VOLT/DIV ou mV/DIV na escala do comutador do canal X. O ajuste de zero no desvio horizontal obtém-se somando uma tensão constante ajustada no regulador POS no canto superior direito do osciloscópio.

O osciloscópio com base de tempo

Quando os sinais de tensão não são constantes no tempo, é importante, e muito útil, visualizar a forma de variação $v(t)$, ou seja, obter no ecrã um gráfico $v(t)$. Com a base de tempo activa, i.e., o modo X-Y desactivado, podemos visualizar a variação temporal de dois sinais de tensão, um aplicado ao canal CH1 e outro ao canal CH2.

Uma forma de o conseguir será deslocar com velocidade constante o ponto luminoso na horizontal, de modo a poder associar um intervalo de tempo a uma distância, x, medida na horizontal. O osciloscópio tem a possibilidade de poder fazer este varrimento do ecrã com velocidade constante de forma automática. Para tal utiliza um sinal de tensão gerado internamente pelo circuito da Base de Tempo do osciloscópio.

A capacidade de transformar o eixo XX (horizontal) num eixo graduado em tempos é uma das grandes vantagens do osciloscópio. Para funcionar neste modo, base de tempo (TIME BASE), deixamos de ter acesso às placas de deflexão horizontal - neste modo de funcionamento, as placas verticais são ligadas internamente à tensão gerada pelo circuito interno da Base de Tempo (que produz um sinal em "dente de serra", Fig. 13).

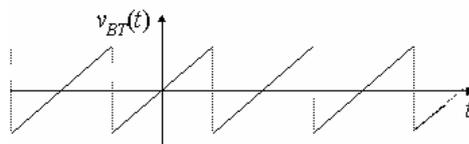



Fig. 13: Sinal em "dente de serra", gerador da base de tempo.

Com esta tensão aplicada às placas verticais, o ponto luminoso no ecrã deslocar-se desde a extremidade esquerda do ecrã até à direita, para reaparecer de novo, à esquerda e repetir o ciclo. Note que em cada varrimento do ecrã, $v_{BT}(t)$ é proporcional ao tempo (ver Fig. 13); como a posição x do ponto segundo a horizontal é proporcional a $v_{BT}(t)$, o eixo XX é convertido no eixo dos tempos. O comutador da base de tempo TIME/DIV define a constante de proporcionalidade e, portanto, determina a escala de tempos.

Como os electrões do tubo de raios catódicos se deslocam a grande velocidade, o desvio do feixe em resposta a uma tensão aplicada às placas é muito rápido – incomparavelmente mais rápido que o de qualquer

sistema mecânico, ou multímetro - o que permite a observação e medição no osciloscópio de sinais $v(t)$ de alta frequência (neste osciloscópio, sinais com frequências até 1 MHz).

Com o modo de funcionamento Y-T (base de tempo activada), a entrada CH1 (X) deixa de estar ligada às placas verticais, X1 e X2, de deflexão horizontal, é ligada às placas de deflexão vertical, permitindo a visualização de outro sinal, independentemente do sinal aplicado ao canal CH2-Y (Y). Ambos os canais são ligados às placas de deflexão vertical, embora não se encontrem ligadas simultaneamente: para podermos visualizar os dois sinais CH1 e CH2 ao mesmo tempo no ecrã, o osciloscópio dispõe de um processo de comutação automático: modo de funcionamento DUAL.

Os comandos TRIG LEVEL, COUPLING e SOURCE "servem" para assegurar a visualização de um padrão estacionário no ecrã dos sinais aplicados aos canais do osciloscópio.

VI Procedimento Experimental

Registe no seu caderno todos os valores medidos e as formas de onda dos sinais observados no osciloscópio.

Treino com o Osciloscópio e o Gerador de Sinais

Objectivo

Observação e medição de diferenças de potencial constantes e variáveis no tempo, usando o multímetro e o osciloscópio.

Material Utilizado

Osciloscópio, fontes de tensão contínua, gerador de sinais, multímetro, pontas de prova e cabos de ligação.

a) Comece por identificar no painel frontal do osciloscópio os comandos: INTENSITY, FOCUS, X-Y, POS (há três), POWER, VOLT/DIV (há dois, um para o canal CH1-X e outro para o canal CH2-Y), TIME/DIV (TIME BASE), VAR (há dois com posições AC-GND-DC), VAR SWEEP, VERTICAL MODE, TRIGGER LEVEL, COUPLING, SOURCE, e HOLD OFF.

b) Certifique-se que não existe nenhum sinal aplicado às entradas e que a base de tempo está activada (botão X-Y para fora).

Ligue o aparelho (POWER ON) e obtenha no ecrã um traço contínuo com boa qualidade óptica (se não encontrar o traço procure-o com os potenciómetros POS nos painéis de controlo dos canais CH1 e CH2 - assegure que os comutadores VAR estão no estado GND - e **centre o traço** com o auxílio dos controlos POS). A qualidade é regulada com o potenciómetro de INTENSITY e FOCUS.

Se usar um tempo de varrimento grande (por exemplo, TIME/DIV em 50 ms/DIV) observa uma mancha luminosa em vez de um traço. Se desligar a base de tempo (botão X-Y para dentro), observa um ponto ou uma mancha luminosa, fixos no ecrã.

c) Verifique que todas as escalas estão na posição de **calibradas** (CAL). Conecte uma ponta de prova à entrada do canal CH1-X. Coloque o comutador VERTICAL MODE em CH1-X.

Assegurando que o osciloscópio (OSC) está no MODO Y-T, i.e., a base de tempo activada, meça a tensão aos terminais de uma fonte de tensão contínua, usando os terminais da ponta de prova. Observe o efeito do

comutador VAR da entrada CH1-X (posição em GND, DC e AC). Faça medições nas escalas de 2 V/DIV e 5 V/DIV.

d) Meça a mesma ddp com o multímetro. Confronte ambos os resultados. Indique em ambos os casos o erro de leitura.

e) Meça a resistência de entrada nos canais do OSC com os comutadores VAR em AC, DC e GND.

Conecte a saída do gerador de sinais à entrada CH2-Y do osciloscópio.

f) Com VAR em AC, observe no OSC sinais sinusoidais de frequência da ordem de 150 Hz, regulável no gerador de sinais, e com amplitudes 100 mV e 1 V, aproximadamente.

g) Verifique os efeitos do botão TRIGGER e dos comutadores COUPLING e SOURCE, e do comutador VAR da entrada CH2-Y em GND, DC e AC. Com COUPLING em AUTO, verifique o efeito do botão TRIGGER LEVEL.

h) Determine a amplitude, o valor pico a pico, e o período do sinal; a partir do período, calcule a frequência do sinal. Com o botão de ganho em CAL, verifique o efeito do comutador ×10 da ponta de prova.

i) Meça a tensão eficaz dos sinais sinusoidais usando o multímetro. Compare os valores medidos com as medidas da amplitude obtidas com o osciloscópio.

j) Observe no OSC um sinal triangular de frequência da ordem de 150 Hz, regulável no gerador de sinais, e com amplitude 1 V. Determine a amplitude, o valor pico a pico, e o período do sinal; a partir do período, calcule a frequência do sinal. Repita para sinais quadrados.

k) Aplique às duas entradas do OSC dois sinais sinusoidais de 2 V de amplitude com, aproximadamente, a mesma frequência (100 Hz). Active o modo X-Y do osciloscópio (botão XY, comandos SOURCE e VERT MODE). Varie a frequência de um dos sinais, observando no ecrã do osciloscópio a evolução do respectivo padrão.

Estudo de Circuitos RC

Objectivo

Observação e medição de tensões variáveis no tempo usando o osciloscópio. Estudo de circuitos RC em regime estacionário e transitório.

Material Utilizado

Osciloscópio, gerador de sinais, resistência, condensador, pontas de prova e cabos de ligação.

Circuito RC Passa-Baixo

a) Calcule a função de transferência do circuito da Fig. 14: circuito RC passa-baixo.

b) Monte o circuito representado na Fig. 14, com C=1.0 μF e R=100 Ω. Observe no canal CH1-X do osciloscópio o sinal de entrada, e no canal CH2-Y do osciloscópio o sinal de saída.

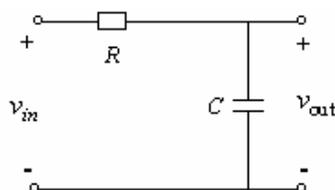



Fig. 14: Circuito RC passa-baixo.

Estudo do Regime Estacionário

c) Aplique ao circuito tensões sinusoidais de amplitude 1 V e frequência 50 Hz, 100 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 750 Hz, 1 kHz, 1.5 kHz, 2 kHz, 2.5 kHz, 3 kHz, 3,5 kHz, 4 kHz, 5 kHz, 7.5 kHz, e 10 kHz. Registe (em forma de tabela) para cada frequência: a amplitude da tensão de entrada V_{in}, a amplitude da tensão de saída, v_{out}, e a diferença de fase entre os sinais de entrada e de saída.

Estudo do Regime Transitório

d) Aplique **ondas triangulares** de frequência 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 5 kHz, 10 kHz e 20 kHz ao circuito. Registe no caderno em forma de tabela, para cada frequência, as formas dos sinais de entrada e de saída (VERT MODE em DUAL).

e) Aplique **ondas quadradas** de frequência 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 5 kHz, 10 kHz e 20 kHz ao circuito. Registe no caderno em forma de tabela, para cada frequência, as formas dos sinais de entrada e de saída (VERT MODE em DUAL).

f) A partir de algumas formas de onda observadas no ecrã dos OSC, pode estimar a constante de tempo do circuito τ (rever definição). Meça a constante de tempo do circuito τ.

g) Em corrente alternada, os circuitos RC permitem realizar determinadas operações matemáticas. Tendo em conta as formas de onda registadas em d) e e), é capaz de identificar a operação matemática que este circuito executa?

Análise de Resultados

g) Represente graficamente:

- o modulo da função de transferência do circuito em função da frequência do sinal de entrada.
- o modulo da função de transferência do circuito, em função do logaritmo da frequência do sinal.
- o modulo da função de transferência do circuito em dB, em função do logaritmo da frequência do sinal de entrada.
- a fase da função de transferência em radianos, em função da frequência do sinal.

h) A partir dos gráficos obtidos em g), estime a constante de tempo do circuito, τ.

Actividades Extra-Aula

Circuito RC Passa-Alto

Usando o software Microcap ou CircuitMaker, estude o circuito RC passa-alto (use, por exemplo, C=0.47 μF e R=200 Ω). Com as devidas adaptações, repita os pontos de a) a h) da subsecção anterior.

Circuitos RCL

Usando o software Microcap ou CircuitMaker, estude os circuitos representados na Fig. 9 (tome, por exemplo, C=0.47 μF e L=0.5 mH):

a) Para cada um dos circuitos e três valores de R, represente graficamente:

- o modulo da função de transferência dos circuitos em função da frequência do sinal de entrada.
- o modulo da função de transferência dos circuitos em função do logaritmo da frequência do sinal.
- o modulo da função de transferência do circuito em dB, em função do logaritmo da frequência.

b) Para cada um dos circuitos, determine as frequências de ressonância, as impedâncias características, o valor de R para que Q seja igual a 1.

Bibliografia

[1] *Vocabulário Electrotécnico Internacional*, Capítulo 301: Termos gerais relativos a medições em electricidade, Norma Portuguesa NP 2626-301 (1993); *Vocabulário Electrotécnico Internacional*, Capítulo 302: Instrumentos de medição eléctricos, Norma Portuguesa NP 2626-302 (1993).

[2] *International Electrotechnical Vocabulary*, IEC, Publication 50 (301, 302, 303), (1983).

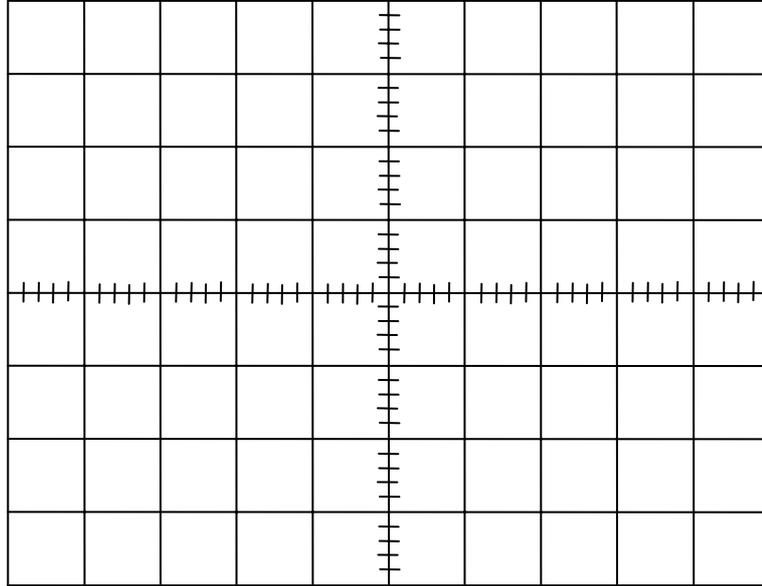
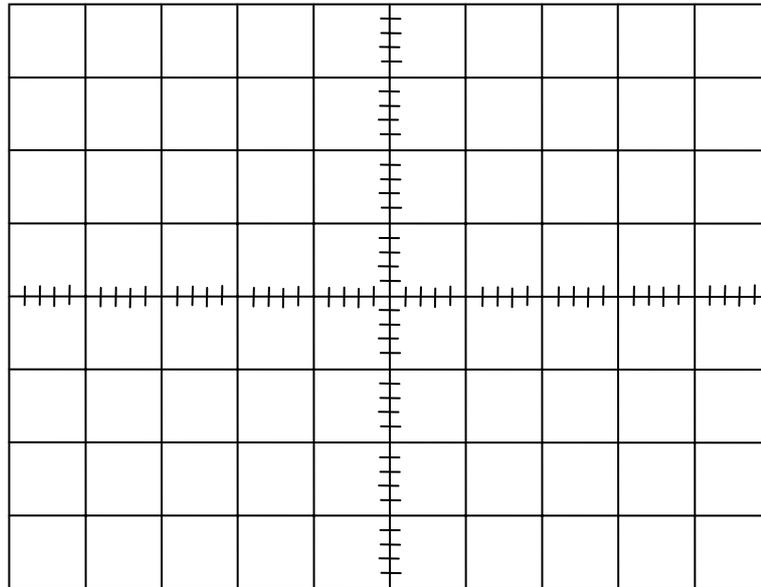
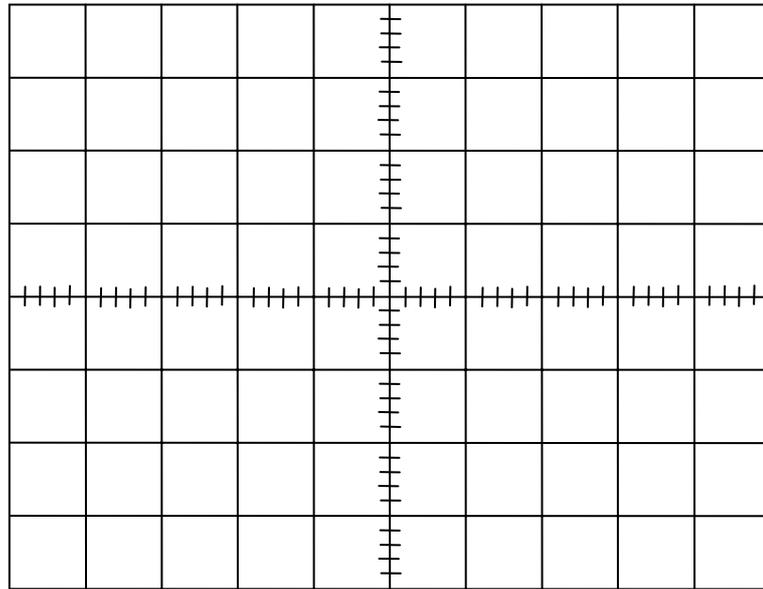
[3] *Física Experimental*, M. C. Abreu, L. Matias e L. F. Peralta, Editorial Presença, 1994.

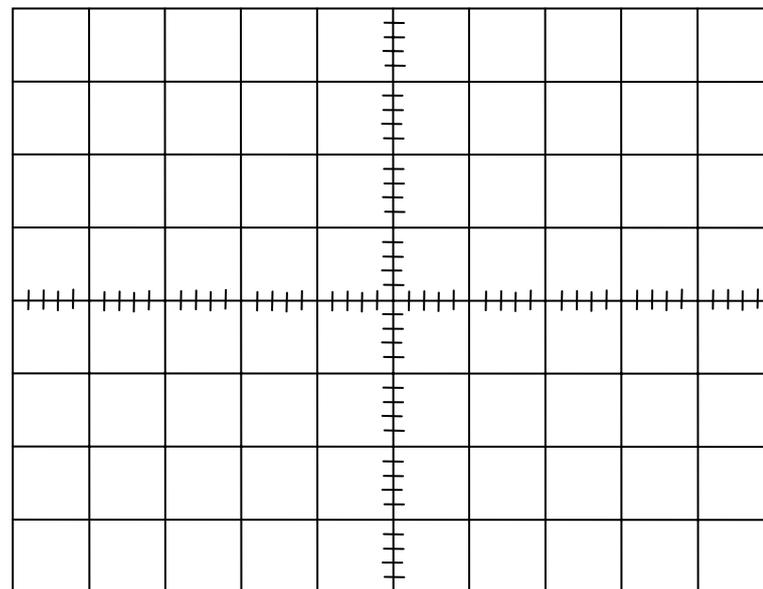
[4] *Aparelhos de Medição Eléctricos*, Dietmar Appelt, Departamento de Física, Universidade do Porto, 1996.

[5] *Dicionário da Língua Portuguesa*, 8ª edição, Dicionários Editora, Porto Editora, 1999.

[6] *Electronics Fundamentals: circuits, devices, and applications*, 4th ed., T. L. Floyd, Prentice-Hall, 1998.

Circuitos de Corrente Alternada: Circuitos RC e RLC, Filtros

Estudo do Regime Transitório: ondas quadradas

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Amplificador Operacional: montagens inversora e não-inversora.

O estudo de componentes electrónicos, como o díodo e o transístor, permite fazer a análise detalhada do circuito electrónico, de importância universal, conhecido como **amplificador operacional** (abreviadamente **amp-op**).[14] O amplificador operacional começou por ser fabricado usando componentes discretos (inicialmente válvulas, e depois transístores) e o seu custo era, proibitivamente, alto (dezenas de dólares/ euros).

O primeiro circuito-integrado amplificador operacional, o μA 709, surgiu em meados dos anos 60 e compreendia um número considerável de transístores e resistências (todos implementados na mesma bolacha de silício). Embora, a sua qualidade fosse baixa (para os padrões actuais) e o seu preço ainda fosse elevado, o seu aparecimento significou o nascimento de uma nova era no projecto de circuitos electrónicos analógicos. Em poucos anos, o uso do amp-op generalizou-se, e o seu preço caiu em flecha. De então para cá, os fabricantes de semicondutores, respondendo à demanda, quer em quantidade quer em qualidade, fornecem circuitos de elevada qualidade e a preços baixíssimos (alguns cêntimos).

A principal razão da popularidade dos amp-ops é a sua versatilidade: em electrónica, pode-se fazer quase tudo usando amp-ops. Outros aspectos, não menos importantes, são as características do amp-op que se aproximam das de um amp-op ideal. O que torna bastante fácil projectar circuitos usando amp-ops.

Neste trabalho estuda-se o amplificador operacional e analisam-se as topologias mais comuns.

I Amplificador operacional

Um amplificador operacional (op-amp) é um circuito integrado constituído por um conjunto de transístores, com os respectivos circuitos de polarização e compensação (resistências e condensadores), sendo especialmente desenhado para ser utilizado como um bloco funcional em montagens electrónicas.

O amplificador é um dispositivo de dois portos, i.e., possui dois terminais de entrada e dois terminais de saída, e como o nome indica, serve para amplificar um sinal eléctrico (uma tensão ou uma corrente). Existem quatro tipos básicos de amplificadores:

- Amplificador de **corrente**: entrada em corrente e saída em corrente;
- Amplificador de **transimpedância**: entrada em corrente e saída em tensão;
- Amplificador de **transcondutância**: entrada em tensão e saída em corrente;
- Amplificador de **tensão**: entrada em tensão e saída em tensão.

Neste guia considera-se, apenas, o amplificador de tensão. As considerações desenvolvidas são aplicáveis, com as devidas adaptações, aos outros amplificadores. Na Fig. 1 representa-se, esquematicamente, um amplificador de tensão.

[14] A designação *amplificador operacional* resulta das funções executadas pelos primeiros circuitos, em computadores analógicos e em instrumentação. Os primeiros amp-ops eram usados para implementar operações matemáticas como a integração, a diferenciação, a adição, subtracção, inversão.

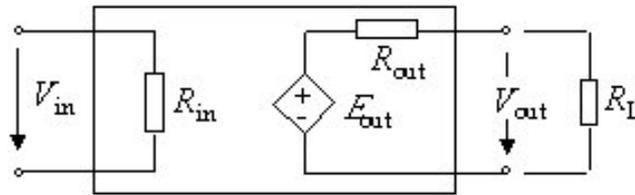



Fig. 1. Representação esquemática de um amplificador de tensão.

À entrada do amplificador é aplicado o sinal V_{in}. A tensão aos terminais de saída é dependente dos parâmetros de entrada. O equivalente de Thévenin da saída compreende uma fonte de tensão dependente E_{out} em série com uma resistência R_{out}. Em geral, $V_{out} > V_{in}$. Define-se ganho do amplificador (em malha aberta) como a razão (algébrica):

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}}.$$

O amplificador operacional é, basicamente, um amplificador de tensão caracterizado por apresentar elevado ganho em tensão, impedância de entrada elevada, baixa impedância de saída e elevada largura de banda. É costume representar um amplificador operacional pelo símbolo da Fig 2(a). O triângulo aponta no sentido do terminal de saída. O número de terminais indicado (além do comum, não representado) é o mínimo indispensável e apenas existiria num amplificador operacional ideal. O símbolo da Fig. 2(b), para além dos terminais de entrada e saída, representa os terminais de alimentação, $V+$ e $V-$ (alguns amplificadores operacionais possuem apenas um terminal de alimentação; o seu funcionamento está incluído neste estudo, se considerarmos V_-=0 V). A Fig. 2(c) representa o circuito equivalente de um amplificador operacional ideal.

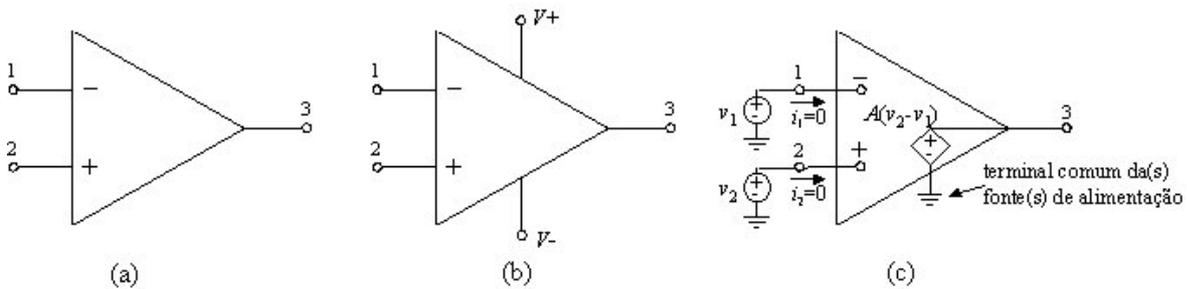



Fig. 2. Símbolos genéricos de um amp-op (a) e (b). Circuito equivalente de um amplificador operacional (c).

Antes de continuar, convém referir as funções dos terminais indicados nos símbolos. Os terminais 1 e 2 são os terminais de entradas, e são, geralmente, identificados com os sinais + e -. É importante referir que os sinais + e – não estão associados à polaridades dos sinais a aplicar aos terminais. De facto, tanto a um como ao outro, podem ser aplicadas tensões negativas ou positivas. O terminal 3 representa o terminal de saída; o sinal de saída, em geral, referenciado à massa do circuito, é dado por:

$$v_{out} = A(v_2 - v_1),$$

onde v_2 representa a tensão aplicada entre o terminal "+" e o comum, e v_1 a tensão aplicada entre o terminal "–" e o comum. Se v_2=0, o sinal de saída amplificado está em **oposição de fase** relativamente ao sinal de entrada. Porque o terminal "–" introduz uma diferença de fase, o terminal "–" designa-se **entrada inversora**

(“*inverting input terminal”*). Fazendo v_1=0, o sinal amplificado está **em fase** com sinal de entrada. O terminal “+” é referido como **entrada não- inversora** (“*non-inverting input terminal*”).

Um amplificador ideal de tensão apresenta ganho infinito, impedância de entrada infinita, impedância de saída nula e largura de banda infinita. Em amplificadores operacionais reais, em geral, existem terminais adicionais que permitem, mediante a ligação de elementos convenientes, corrigir afastamentos do comportamento ideal (ver adiante). Aos amplificadores operacionais é, normalmente, adicionada uma malha de re-alimentação para controlo do ganho, das impedância de entra e saída e da largura de banda, e são muitas vezes interligados em estruturas de múltiplos andares e com funções que transcendem a simples amplificação.

Em face do número de terminais, é vantajoso estabelecer, desde já, uma convenção quanto à medição de tensões e correntes num amplificador operacional. É habitual considerar um nodo de referência, usualmente, representado por um dos símbolos indicados na figura, que são os habituais de "terra"/comum/massa. É de notar, porém, que o sinal gráfico é usado mesmo que o "comum" ou "referência" não esteja directamente ligado à terra.

Considerando este eléctrodo de referência, a ddp entre dois pontos aparece como a diferença entre as tensões de cada um deles e o comum [ex: $V_+ - V_- = (V_+ - V_{com}) - (V_- - V_{com})$].

A Fig. 3 representa o circuito equivalente de um amplificador operacional real e respectiva polarização. Em geral, as tensões de alimentação, V+ e V-, são simétricas relativamente ao comum, i.e., têm o mesmo valor absoluto V_{CC}. Embora seja esta a situação mais comum, não é de modo nenhum essencial que assim seja. A folha de dados do amplificador identifica as possíveis condições de polarização.

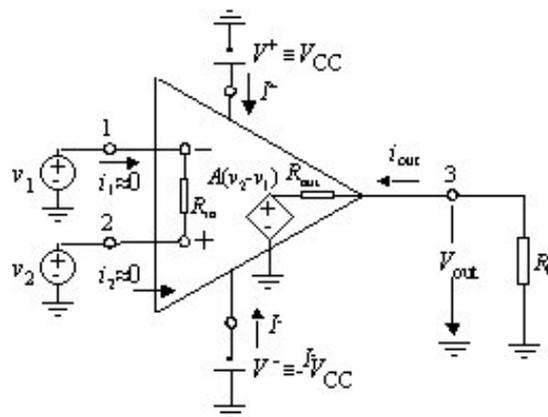



Fig. 3. Circuito equivalente de um amplificador operacional real, incluindo a polarização.

No esquema de um circuito contendo amp-ops, em geral, são omitidas as fontes de alimentação e os terminais de alimentação dos amp-ops, sendo representados apenas os terminais inversor, não-inversor, e o terminal de saída, Fig. 2(a). Os nodos de referência são também omitidos. Convém, no entanto, ter em atenção que o esquema amp-op simplificado pode induzir um analista, menos atento, num erro grave.

Considerando o circuito “completo” indicado na Fig. 3, da lei dos nodos de Kirchhoff, assumindo o amplificador como um nodo, obtêm-se:

$$i_1 + i_2 + I_{c+} + I_{c-} + i_{out} = 0.$$

Em geral, i_1 e i_2 são muito menores que qualquer das outras correntes (devido à elevada impedância de entrada nos terminais "+" e "-"). Em primeira aproximação, resulta que:

$$I_{C+} + I_{C-} \cong - i_{out}.$$

Considerando apenas o esquema simplificado, Fig. 2, o risco de esquecer I_{C+} e I_{C-} é elevado, o que poderia levar à conclusão geral de que $i_{out} \cong 0$, porque as correntes i_1 e i_2 são muito pequenas.

O amplificador operacional é um **amplificador diferencial**, i.e., amplifica a diferença entre as tensões aos terminais de entrada, Fig. 3. Se v_2 e v_1 forem as tensões aplicadas às entradas não inversora e inversora, respectivamente, e v_0 for a tensão de saída, então:

$$v_0 = A(v_2 - v_1),$$

onde A representa o ganho do amplificador, dito em malha aberta.[15] Mesmo em amplificadores reais, o ganho é, normalmente, muito elevado, sendo da ordem de 10^5 ou superior. A tensão máxima de saída é igual, ou ligeiramente inferior, à tensão de alimentação, por exemplo, $V_{CC}=\pm 15$ V, o que significa que em malha aberta, uma diferença de tensão da ordem de 100 μV, entre as duas entradas, é suficiente para elevar a saída a ±15 V, saturando o amplificador. Na Fig. 4 representa-se a **característica de transferência** de um amplificador operacional, isto é, o traçado da tensão de saída em função da tensão de entrada.

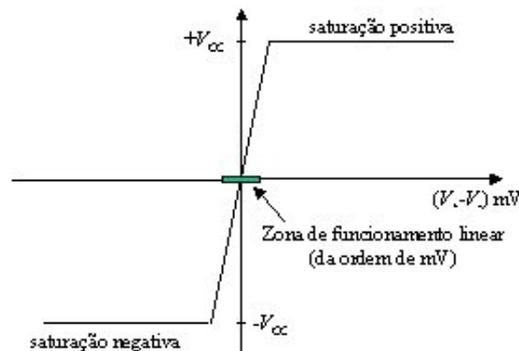



Fig. 4. Função de transferência de um amplificador operacional em malha aberta (sem realimentação).

Um amplificador com ganho muito elevado, normalmente, tem pouca utilidade, uma vez que sinais de tão baixa amplitude são extremamente difíceis de tratar devido à presença de ruído, e porque, normalmente, não são necessários ganhos tão elevados. No entanto, estes factores podem ser controlados inserindo uma malha de re-alimentação no circuito do amplificador.

II Amplificador operacional 741 *versus* amplificador operacional ideal

A estrutura interna de um amplificador operacional, em geral, é muito complexa, sendo constituído por dezenas de transístores e resistências, e condensadores, fabricados em pastilhas de silício (chip). Os amplificadores fabricados numa mesma pastilha são depois separados por clivagem do cristal de silício, e montados em "caixas" de suporte (metálicas, de cerâmica ou de plástico) contendo contactos metálicos ligados a pistas condutoras às quais se conectam os diferentes terminais do amp-op (individualmente com

[15] Por oposição ao ganho em malha fechada ou em re-alimentação.

uma área com cerca de 1 mm^2). As caixas de suporte são depois devidamente seladas, ficando acessíveis apenas os contactos metálicos. A Fig. 5 mostra algumas das caixas de suporte/encapsulamento existentes. Olhando para as "caixas" de cima, as marcas/pontos identificam o pino 1 e os restantes são numerados no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio. Quanto às caixas metálicas, a pequena saliência identifica o pino 8, sendo os restantes pinos numerados da mesma maneira. Cada modelo de amplificador operacional, tal como outro componente, é referenciado, de forma inequívoca, por um código alfanumérico ("*part identification number",* PIN), colocado no interior do símbolo e na caixa do componente, que identifica o fabricante e o modelo particular.

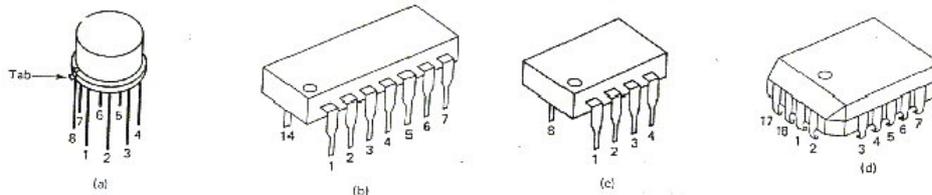



Fig. 5. Tipos de encapsulamento: (a) TO-5 metálica; (b) e (c) DIP[16] de 14 e 8 pinos; (d) flatpack.

A Fig. 6 apresenta o diagrama do amplificador, genericamente, designado por 741, com encapsulamento DIL-8. O amp-op 741 é um dos mais populares e profícuos modelos jamais fabricados[17] e será utilizado neste trabalho. No diagrama da Fig. 6 estão também representadas as ligações internas (que dependem do fabricante, do modelo e da caixa; são sempre indicadas nas respectivas folhas de características do componente – "data sheets").

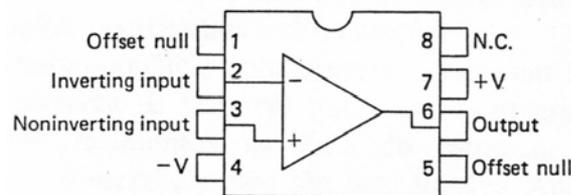



Fig. 6: Ligações internas do amp-op 741 com encapsulamento DIL-8.[18]

O amplificador 741 é, normalmente, alimentado com tensões simétricas, tipicamente +12 V e –12 V ou +15 V e –15 V, que são aplicadas aos respectivos terminais de alimentação +V e -V, respectivamente. Como foi referido, nos esquemas eléctricos estes terminais são, frequentemente, omitidos, representando-se apenas as entradas e a saída do amp-op, Fig. 2(a).

Antes de apresentar as características do amplificador operacional 741, é conveniente fazer o sumário das características de um amplificador operacional ideal. A análise e a síntese de circuitos com amp-ops são efectuadas, habitualmente, pelo menos em primeira aproximação, considerando o amplificador operacional como ideal. As características de um *amplificador operacional ideal* são:

- Impedância de entrada R_{in}: ∞;
- Impedância de saída R_{out}: 0;

[16] Dual in-line package.
[17] Introduzido em 1968 pela Fairchild Semicondutor, E.U.A..
[18] As iniciais NC indicam terminal não ligado ("not connected").

- Ganho de tensão A_V: ∞;
- Largura de banda *LB*: ∞;
- Tempo de resposta t_R: 0 segundos;
- Tensão de saída nula quando $v_+=v_-$, independentemente do valor de V_i;
- Características independentes da temperatura.

Resistência de entrada do 741

Como se pode ver na Fig. 6, o amplificador operacional 741 tem dois terminais de entrada, o inversor e o não-inversor. Trata-se de um amplificador diferencial, e, portanto, se fosse ideal apenas amplificaria a diferença de potencial entre as duas entradas.

Define-se a *resistência de entrada*, usualmente representada por R_{in}, como a resistência vista dos dois terminais de entrada (com um deles, qualquer, ligado ao comum).

No caso ideal, a resistência de entrada é infinita, mas na prática é, evidentemente, finita, variando entre 5 kΩ e + de 20 MΩ, para amp-ops baseados em transístores bipolares (o valor típico no 741 é 2 MΩ), ou da ordem de TΩ em amplificadores operacionais com FETs. Como se verá, oportunamente, é possível obter, mediante a introdução de uma malha passiva no circuito, uma impedância de entrada efectiva muito superior ao valor característico do dispositivo.

Resistência de Saída

Quando em funcionamento, o amplificador operacional comporta-se como uma fonte de tensão (ou gerador de sinal), caracterizada por uma determinada tensão em circuito aberto e uma resistência de saída (equivalente de Thévenin). É esta resistência equivalente que, num amplificador operacional ideal, é nula. Num amplificador operacional real, R_{out} vai de alguns ohm a algumas centenas de ohm (o valor típico no 741 é 75 Ω). Tal como para R_{in}, é possível controlar o seu valor efectivo, actuando sobre o circuito.

Ganho em tensão

O ganho do amp-op, também chamado **ganho em malha aberta**, isto é, o ganho intrínseco do amplificador, *A*., é definido no projecto e fabricação do circuito. Contudo, o valor efectivo do ganho pode ser modificado, tal como as grandezas anteriores, por inclusão de uma malha exterior conveniente, referindo-se, nesse caso, como **ganho em malha fechada**. É óbvio que um ganho infinito não é possível. Contudo, em geral, é muito elevado, digamos entre 5 000 e algumas centenas de milhar (o valor típico do ganho no 741 é **200 000**). De qualquer modo, é importante registar que se trata de um valor muitíssimo elevado. Quais serão as consequências de um ganho tão elevado? Note-se que um ganho de 200 000, não implica uma tensão de saída de 200 000 V, quando a entrada tem o valor de 1 V. A excursão da tensão de saída está limitada ao valor das tensões das fontes de alimentação do op-amp. Quando a tensão de saída é igual à tensão de alimentação, diz-se que o amplificador está em saturação. Seja um amplificador com ganho de 200 000, i.e. 2×10^5, e com tensão de alimentação ±15V. A máxima variação permitida à entrada, em regime linear (não saturado), será, portanto:

$$V_{in} = \frac{15}{2\times10^5} = 0.75\times10^{-4} = 0.075 \text{ mV}$$

Para operar no regime de funcionamento linear, a tensão de entrada diferencial de um amplificador operacional tem que ser da ordem dos μV (ver Fig. 4, onde se representa a "característica de transferência"

de um amplificador operacional, isto é, o traçado da tensão de saída em função da tensão de entrada, mostrando a saturação em $\pm V_{cc}$).

Largura de Banda

É razoável esperar que o funcionamento de um amplificador operacional dependa da frequência. No caso dum amplificador operacional ideal, a largura de banda (intervalo de frequências no qual o amplificador funciona com as suas características nominais, ou pouco se afasta delas) é infinita; isto é, estende-se de zero (cc/dc) até ao infinito. A largura de banda (também designada banda passante) é finita para qualquer amplificador real.

Seja um amplificador cujo ganho é A. Se a amplitude do sinal de entrada for constante, existirá uma frequência para a qual a amplitude do sinal de saída será máxima ($V_{out_{max}}$). Define-se largura de banda como o intervalo de frequências em que a amplitude do sinal de saída é superior a um valor pré-determinado, normalmente $1/\sqrt{2}$ da tensão máxima (em termos de potência, quando a potência se reduz a metade do seu valor máximo; numa escala logarítmica, -3dB).

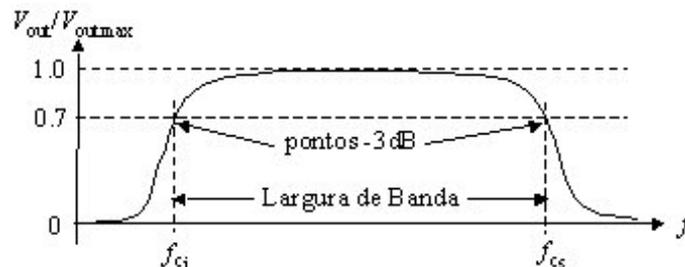



Fig. 7: Definição de largura de banda. Pontos –3 dB.

No caso do 741, o valor máximo ocorre para f_{Ci}=0 Hz, e o valor a -3dB ocorre para f_{Cs}=10 Hz, em malha aberta. Usando re-alimentação negativa (ver adiante), consegue-se obter uma curva de resposta em frequência com largura de banda bastante superior (Ganho × Largura de Banda=1 MHz).

Tensão de saída nula, quando $V_+ = V_-$

Como já foi referido, um amplificador operacional ideal só amplifica a diferença de potencial entre as duas entradas, a inversora e a não-inversora, i.e.:

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) = A_d(V_+ - V_-),$$

em que A_d representa o valor de amplificação do sinal diferença.

Se existisse uma componente comum aos dois sinais, ela não apareceria na saída. Como exemplo, considere o circuito da Fig. 8: neste caso, a saída seria nula, qualquer que fosse V_S.

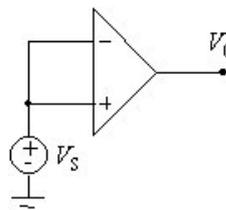



Fig. 8: Amplificação em modo comum.

Na realidade, as coisas não se passam assim. O sinal de saída depende não só da diferença dos sinais de entrada, mas também do nível médio, também designado **sinal em modo-comum** $V_C = (V_+ + V_-)/2$. Isto é, a saída no circuito da Fig. 8 apresenta, efectivamente, um sinal de saída que depende do valor de V_S. Neste caso, $V_C = V_S$, tem-se:

$$V_{out} = A_C V_C$$

onde A_C representa o **ganho em modo-comum**. Um amplificador será tanto melhor quanto maior for A_d (ganho diferencial) e quanto menor for A_C. É corrente designar a razão entre os dois como um factor de qualidade ("figure of merit") do amplificador diferencial:

$$\text{Factor de Rejeição do Modo Comum} = CMRR = \frac{A_d}{A_c}.$$

Num amplificador operacional de qualidade média, *CMRR* é da ordem de 80 dB (como no 741).

Tensão de "offset"

Um caso particular de funcionamento em modo comum é aquele em que os terminais de entrada estão em curto-circuito (entre si). Nessas condições seria de esperar que a tensão de saída fosse nula. Infelizmente, tal não acontece. A tensão, que aparece sobreposta a qualquer sinal de saída do amplificador, designa-se **tensão de desequilíbrio à saída** ("output offset voltage"). É vantajoso considerar esta tensão de desequilíbrio à saída, como proveniente de um gerador colocado à entrada de um amplificador ideal. A f.e.m. desse gerador designa-se **tensão de desequilíbrio à entrada** ("input offset voltage"). No caso do 741, tensão de desequilíbrio à entrada é ~15 mV (valor típico).

Tempo de resposta

Num amplificador ideal, a tensão de saída segue, sem atraso, a tensão de entrada. Num amplificador real, há sempre atrasos. Considere-se, por exemplo, que o sinal de entrada é em degrau ("step input"), isto é, uma variação brusca de tensão de um nível para outro, Fig. 9. Num amplificador ideal, a tensão de saída teria exactamente a mesma forma. No caso real, a variação não é instantânea, mas gradual. É costume definir a grandeza **taxa de atraso** ("slew rate"), que caracteriza o crescimento da tensão à saída perante um estímulo em degrau:

$$\textit{Taxa de atraso} = \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

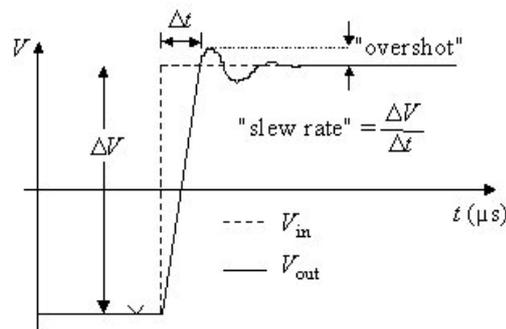



Fig. 9: Tempo de resposta.

De notar, também, que além de variar de um modo mais lento, a tensão de saída, ao chegar ao valor final, ultrapassa-o ("overshoot"), regressando a esse valor pouco depois, nalguns casos após oscilações ("ringing") em torno dele. A taxa de atraso ("Slew rate") no 741 é $0.5\ \mathrm{V\mu s^{-1}}$ (típico).

Características independentes da temperatura

Ao contrário do que acontece com um amplificador ideal, as características de um amplificador real variam com a temperatura (basta recordar que o amplificador é fabricado em material semicondutor e contém vários transístores). Os "data-sheets" dos fabricantes fornecem essa informação.

Apresenta-se, em anexo, a folha de características do amplificador operacional 741. Este é o amplificador operacional de uso genérico mais utilizado, sendo fornecido por quase todos os fabricantes de componentes semicondutores (Analog Devices - AD741; Texas Instruments - SN72741; Fairchild - µA741; Motorola - MC1741; RCA - CA741; ...) com características praticamente idênticas.

III Funcionamento do amplificador operacional 741 em malha aberta

Um amplificador operacional em malha aberta entra facilmente em saturação, excepto se a tensão à entrada for da ordem de µV e o amp-op estiver compensado para a tensão de "offset". Dado o elevado ganho, pode-se utilizar o amp-op como detector de qualquer pequeno sinal da tensão de entrada. Para tal, basta utilizar um dos circuitos da Fig. 10.

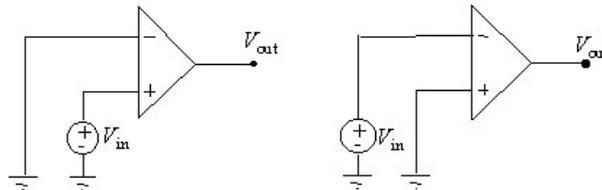



Fig. 10: Montagens em malha aberta.

Para o circuito da esquerda, V_{out} será igual a $+V_{CC}$ se a tensão V_{in} for positiva, e igual a $-V_{CC}$ se for negativa. Para o circuito da direita, o funcionamento será simétrico ($V_{out} = +V_{CC}$ se $V_{in} < 0$ e $V_{out} = -V_{CC}$ se $V_{in} > 0$). Como foi referido, um amplificador operacional nas montagens da Fig. 10, só é utilizável como amplificador linear quando a amplitude do sinal de entrada é extremamente pequena.

A aplicação do amplificador operacional seria muito maior se o ganho fosse bastante menor. Contudo, é possível, através de uma malha externa, controlar o ganho efectivo do circuito global (amp-op + malha externa) e, simultaneamente, outras características do amplificador. Pode-se obter um ganho efectivo, praticamente, independente do ganho do amp-op, utilizando o conceito de **re-alimentação negativa** ("negative feedback"). O ganho efectivo final será tanto mais independente do ganho em malha aberta quanto maior for este, conforme discutido na secção seguinte.

IV Realimentação

A realimentação num amplificador consiste em re-introduzir uma parte do sinal de saída na entrada. Dependendo da(s) malha(s) exterior(es), a realimentação pode reforçar o sinal de entrada, ou contrariá-lo,

Fig. 11. Assim, a **realimentação positiva** correspondente a um reforço do sinal de entrada pela saída, e **realimentação negativa**, ao caso oposto.

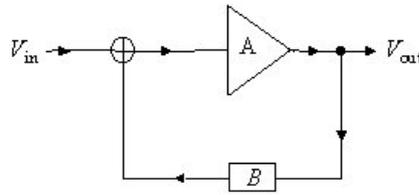



Fig. 11: Realimentação.

A relação entre o sinal de saída V_{out} e o sinal de entrada V_{in} é (ver figura):

$$V_{out} = A \cdot (V_{in} + B \cdot V_{out})$$

onde BV_{out} é a fracção do sinal de saída re-injectada na entrada. Se BV_{out} tiver o mesmo sinal que V_{in}, a equação anterior divergirá. Isto corresponde ao ganho em malha fechada tender para $\pm\infty$ (realimentação positiva). No entanto, se BV_{out} tiver sinal oposto a V_{in} a equação converge (esta situação corresponde à realimentação negativa). Para este último caso tem-se:

$$V_{out} = \frac{A}{1 - B \cdot A} \cdot V_{in} = A_f \cdot V_{in}$$

Realimentação Negativa

O conceito de realimentação negativa ("negative feedback") foi introduzido em 1927 por Harold S. Black, um jovem engenheiro dos laboratórios Bell (E.U.A.), para reduzir os níveis de distorção presentes nos amplificadores de válvulas da época, usados nas redes de transmissão de informação.[19]

Na realimentação negativa, parte do sinal de saída do amplificador é re-injectado, **em oposição de fase**, na entrada, i.e., a fracção do sinal de saída re-injectada na entrada, reduz o valor efectivo do sinal de entrada. O princípio de realimentação negativa é aplicado, praticamente, em todas as montagens amplificadores.

O ganho de uma montagem com realimentação negativa (**ganho em malha fechada**) é dado por:

$$A_f = \frac{A}{1 - B \cdot A}$$

Se $|B \cdot A|$ for muito maior que 1 (o que acontece com amplificadores ideais, e mesmo reais), obtém-se:

$$A_f = \frac{A}{1 - B \cdot A} \approx -\frac{1}{B}.$$

Nestas condições, o ganho em malha fechada (amplificador com realimentação negativa) é, praticamente, independente do ganho do amp-op. A realimentação negativa diminui a dependência do ganho efectivo no ganho individual do amplificador operacional, permitindo uma maior na facilidade de projecto de circuitos electrónicos. As vantagens da realimentação negativa não se limitam à estabilização do ganho, respeitam também às resistências de entrada e de saída (aumento da resistência de entrada e diminuição da resistência de saída) e à melhoria da resposta em frequência.

[19] Uma rede de comunicação requer a presença de amplificadores em determinadas localizações, ao longo da sua extensão, de forma a compensar as perdas de sinal.

Realimentação Positiva

Na realimentação positiva, parte do sinal de saída do amplificador é re-injectado, **em fase**, na entrada, i.e., o sinal re-injectado reforça o sinal de entrada, fazendo com que a saturação seja atingida mais rapidamente. A realimentação positiva também é útil, por exemplo, em circuitos de detecção de zero e osciladores.

V Circuitos lineares com Amp-Ops

Consideram-se circuitos lineares aqueles em que o amplificador não está saturado (ou seja, que recorrem a realimentação negativa). Nestas condições, devido ao elevado ganho do amp-op a diferença de potencial entre as entradas "+" e "-" é nula, caso contrário o amplificador entraria, rapidamente, em saturação.

Amplificador não-inversor

Na montagem amplificadora não-inversora, Fig. 12, a malha de realimentação é constituída pelas resistências R_1 e R_2.

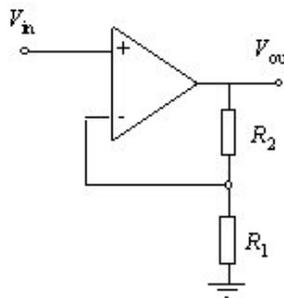



Fig. 12: Montagem não-inversora.

A análise do amplificador não-inversor é directa, atendendo ao estudo da realimentação efectuado na secção anterior. Considerando o amp-op ideal, a tensão na entrada será:

$$V_{in} = V_+ = V_- = V_{R1},$$

onde V_{R1} é a tensão aos terminais da resistência R_1. Como a impedância de entrada do amp-op (ideal) é infinita, a corrente nas entradas do amplificador é nula, donde resulta que:

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

Assim, a tensão na entrada do amp-op ($V_+ - V_-$) será:

$$V_+ - V_- = V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

Por comparação com as equações de realimentação negativa, tem-se neste caso:

$$B = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Assim, o ganho em malha fechada é:

$$A_f = \frac{A}{1 - B \cdot A} \approx -\frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Numa análise equivalente, mais habitual, considerando as tensões de entrada:

$$V_+ = V_{in}$$

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

e assumindo que o amp-op não está saturado (equivalente a considerar $V_+=V_-$), obtém-se:

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{in}$$

Amplificador inversor

Na montagem amplificadora inversora, Fig. 13, a malha de realimentação é, novamente, constituída pelas resistências R_1 e R_2.

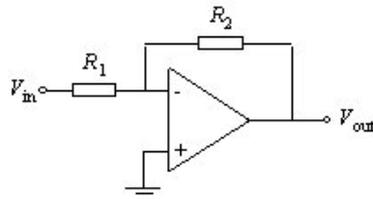



Fig. 13: Montagem inversora.

Usando os mesmos pressupostos do caso anterior, que se traduzem no facto de se considerar a entrada não-inversora, para efeitos do sinal de entrada, ligada à massa. Nesta situação a entrada inversora designa-se "terra/massa virtual".

Aplicando a lei de Ohm à malha de realimentação e assumindo o amp-op ideal, obtém-se:

$$V_+ = 0$$

$$V_- = V_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (V_{out} - V_{in}) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

resultando:

$$V_+ - V_- = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$$

Esta equação é idêntica à obtida para o amplificador não-inversor se se considerar $-\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in}$ como V_{in}. Substituindo, vem:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in}\right) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}$$

Numa outra análise equivalente, mais simples, a corrente na resistência R_1 é $\frac{V_{in} - V_-}{R_1}$; por sua vez, a corrente na resistência de realimentação R_2 é $\frac{V_- - V_{out}}{R_2}$. Como V_- é igual a V_+ (amp-op ideal), e $V_+=0$, resulta (dado que as correntes em R_1 e R_2 são iguais e as correntes de entrada nos terminais "+" e "-" do amp-op são nulas):

$$\frac{V_{in} - 0}{R_1} = \frac{0 - V_{out}}{R_2}$$

donde resulta:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{in}$$

Outros Circuitos Lineares

Existem outros circuitos lineares utilizando realimentação negativa. Alguns desses circuitos serão objecto do próximo trabalho.

VI Procedimento experimental

Objectivo

Implementar um circuito amplificador usando um amplificador operacional.

Material

Fontes de tensão contínua, gerador de sinais, amp-op 741, resistências, e osciloscópio.

Atenção: Deverá registar as figuras observadas no osciloscópio.

A- Amplificador em malha aberta

1- Monte o amp-op 741 na placa de teste, como mostra a Fig. 14, use V_{CC+}≡+V=+15 V e V_{CC-}≡-V=-15 V. As montagens a estudar estão indicadas na Fig. 10. (Todas as tensões devem ser referidas a um ponto comum (terra).

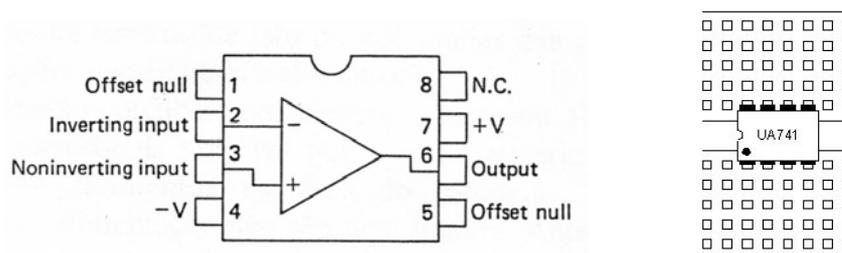



Fig. 14: Instalação do Amp-Op na placa de teste.

2- Aplique à entrada não-inversora (montagem esquerda da Fig 10), um sinal sinusoidal de pequena amplitude (~10 mV) e frequência 1 kHz. Observe no osciloscópio, simultaneamente, a entrada e a saída, para diferentes valores de amplitude e de frequências do sinal de entrada. Registe o que considerar relevante. Repita este ponto aplicando agora uma tensão sinusoidal com 100 mV de amplitude.

3- Repita o procedimento da alínea anterior para a montagem direita da Fig 10, i.e., aplicando, agora, o sinal ao terminal inversor.

B- Configuração não-inversora

Dimensione o circuito da Fig. 15, de forma a obter um ganho de 101. Monte o circuito projectado. Todas as tensões devem ser referidas a um ponto comum (terra).

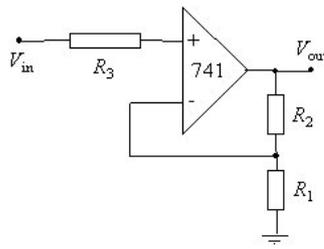



Fig. 15: Montagem amplificadora não-inversora.

Note que o valor das resistências R_1 e R_2 deve ser igual ou superior a 1 kΩ, para limitar a corrente a valores compatíveis com o amplificador. Deverá usar a resistência R_3, que, todavia, não é necessária para o dimensionamento do circuito. No entanto, ela deve ser colocada para diminuir a assimetria da montagem. O seu valor deve ser, aproximadamente, a resistência vista do terminal inversor, i.e., o paralelo de R_1 com R_2.

1. Tenha em atenção que se aplicar 500 mV à entrada o sinal de saída seria de 50 V, o que é consideravelmente superior à tensão de alimentação do amp-op (±15 V). Dever aplicar um sinal de entrada com amplitude significativamente inferior a 15 V/101~0.15 V, por exemplo 50 mV. A frequência do sinal deve ser 10 kHz. Observe os sinais de entrada e de saída no osciloscópio. Meça o ganho do amplificador a essa frequência.

2. Determine a resposta em frequência do circuito, i.e., como varia o ganho em função da frequência do sinal de entrada. Primeiro comece por variar a frequências observando o comportamento do sinal de saída, após o que deverá ter uma ideia qualitativa da resposta em frequência do circuito. Faça, agora, cerca de 15 medidas no intervalo de frequências 20 Hz - 1 MHz (por exemplo, 20, 50, 100, 200, 500, 1k, 2k, 5k, 10k, 20k, 30k, 50k, 100k, 200k, 500k, e 1 MHz). Para cada valor de frequência meça sempre as amplitudes do sinal de entrada e de saída.

3. Com os valores obtidos no ponto 2, trace o gráfico da resposta em frequência (rever notas do trabalho de amplificadores com transístores). Estime a largura de banda da montagem, $LB=f_{c,s}-f_{c,i}$.

Bibliografia

Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.

Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.

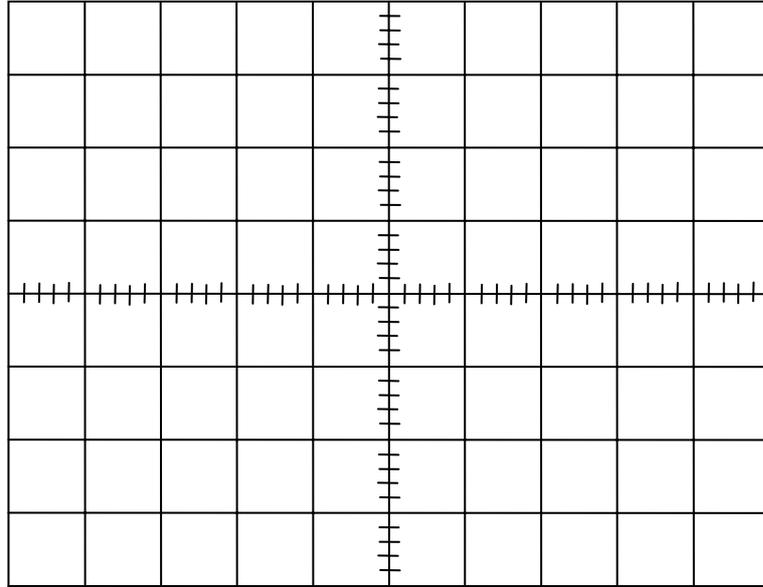
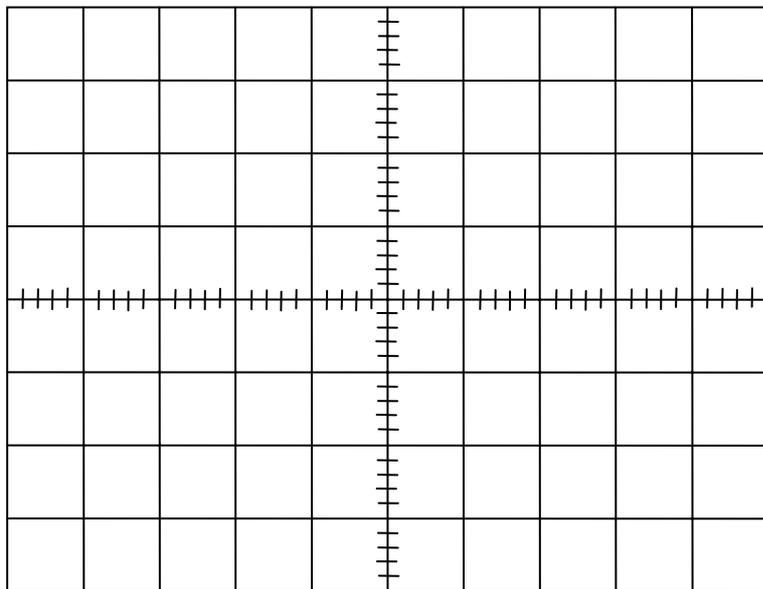
The Art of Electronics, 2ª edição, P. Horowitz, W. Hill, Cambridge University Press, 1989.

Amplificador Operacional: montagens inversora.

- Dimensionamento do Circuito:

Ganho 10

R_1=
R_2=
R_3=

- Formas de onda de entrada e de saída

Canal 1: _______ V/DIV Canal V/DIV 2: _______ B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal V/DIV 2: _______ B. de Tempo: _______ s/DIV

- Dimensionamento do circuito divisor de tensão:

V_{CC}= 5 V V_-= 2.5 V R_A= R_B=

Amplificador Operacional: montagens não-inversora.

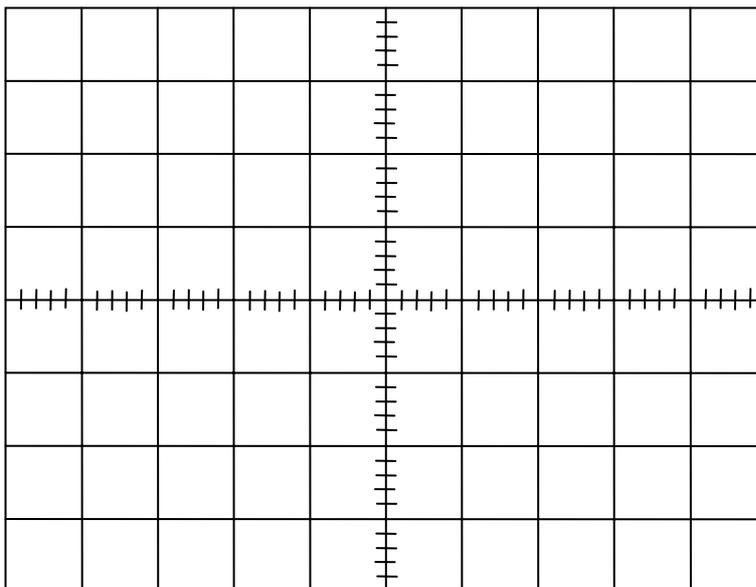
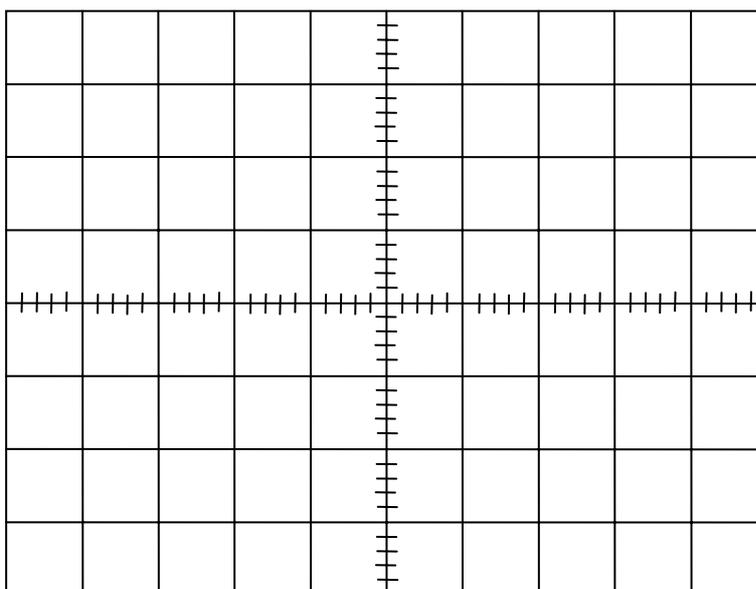
- Dimensionamento do Circuito:

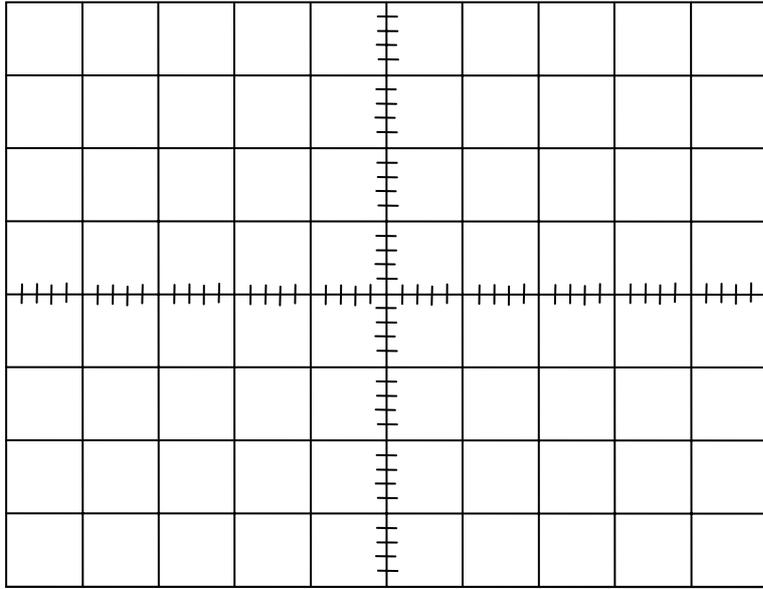
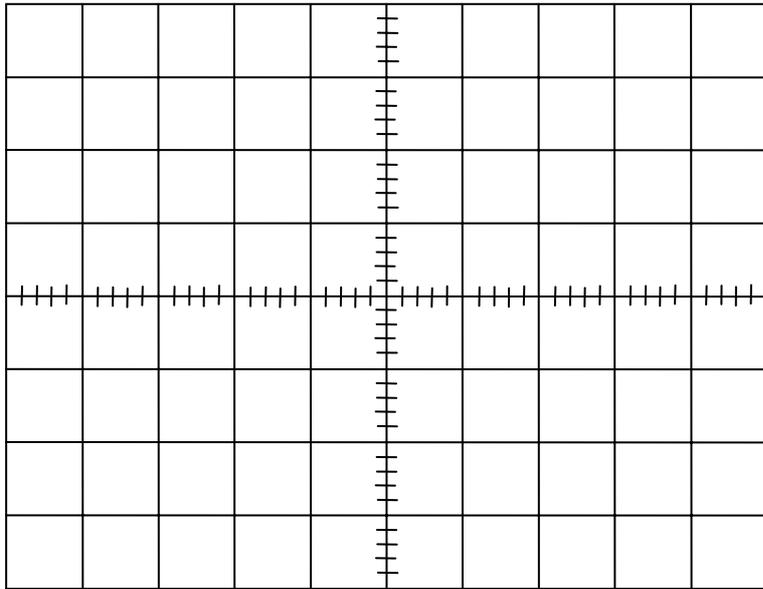
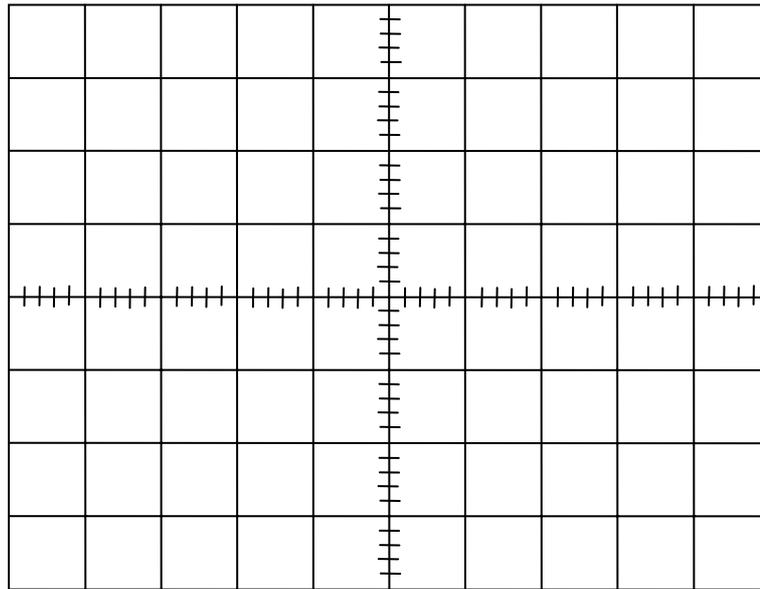
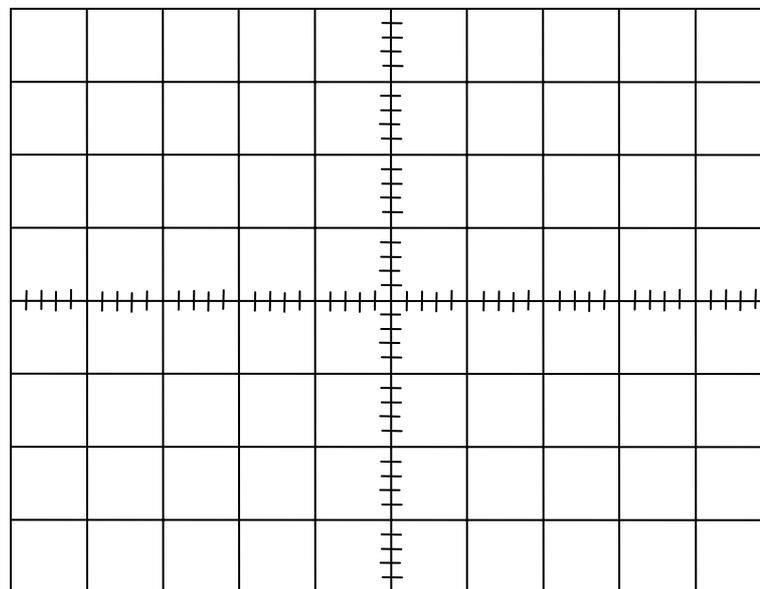
Ganho 101

R_1=

R_2=

R_3=

- Formas de onda de entrada e de saída

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Amplificador Operacional: Circuitos Operativos

O amplificador operacional é o componente principal do computador analógico. Consiste, essencialmente, num amplificador de alto ganho concebido para ser usado com realimentação negativa externa. Usando determinadas topologias de realimentação negativa, é possível realizar operações matemáticas, como seja a adição, a subtração, a multiplicação, a diferenciação ou a integração. E, com a adequada interligação de vários amp-ops pode-se resolver sistemas de equações com várias incógnitas.

Neste trabalho estudam-se circuitos lineares operativos, nomeadamente, o amplificador operacional subtractor e a montagem diferenciadora.

I Amplificador somador

Muitas vezes, é necessário proceder à soma ou subtracção de formas de onda analógicas. Considere o circuito da Fig. 1, o amplificador somador. No amplificador somador duas ou mais tensões $V_{in,i}$ são aplicadas à entrada da montagem amplificadora inversora, e a tensão de saída V_{out} é proporcional ao simétrico da soma (pesada) das tensões de entrada. A demonstração na Fig. 1, assume que a resistência de entrada do amp-op é infinita e que o terminal inversor é uma *terra virtual*.

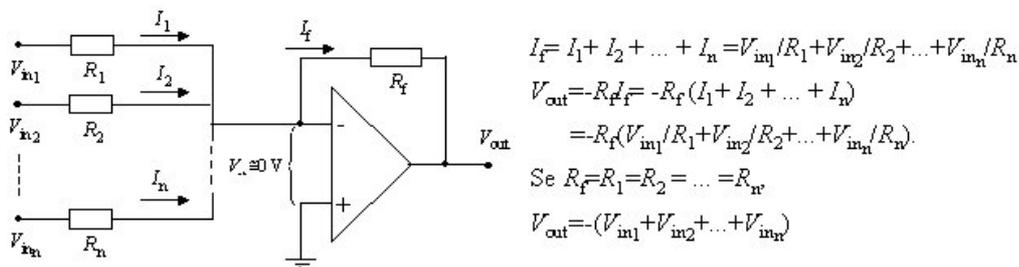



Fig. 1: Montagem somadora.

O pequeno óbice associado ao simétrico da soma pode ser eliminado ligando a saída a um amplificador inversor de ganho –1. Se $R_f > R_1 = R_i = R_n = R$, o ganho da montagem é superior a 1, i.e., o sinal de saída corresponde à soma dos sinais de entrada multiplicada pela constante R_f/R.

Os coeficientes da soma podem ser seleccionados, escolhendo o valor da resistência de cada ramo da entrada. O sinal de saída corresponde à média dos sinais de entrada, se a razão R_f/R corresponder ao recíproco do número de tensões de entrada. Por exemplo, se n=3 e R_f/R=1/3, a tensão de saída é $V_{out}=(V_{in1}+V_{in2}+ V_{in3})/3$. A média pesada é obtida atribuindo a cada entrada pesos diferentes, simplesmente ajustando o valor da resistência de cada ramo de entrada.

II Amplificador diferença

Usando apenas um amp-op é possível realizar subtracções. A tensão de saída da montagem amplificadora subtractiva é proporcional à diferença (pesada) das tensões de entrada, Fig. 2.

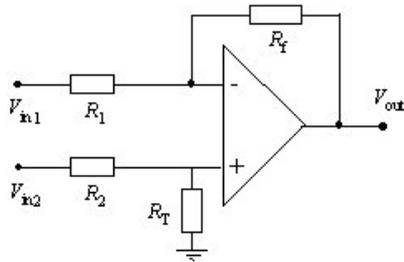



Fig. 2: Montagem diferença.

Os coeficientes dependem dos valores das resistências. Se $R_1/R_f=R_2/R_T$, os factores de escala aplicados a cada uma das tensões são iguais, i.e.,

$$V_{out}=R_f/R_1(V_{in2} - V_{in1}). \tag{1}$$

A Eq. (1) indica que a tensão de saída, quando $R_1/R_f=R_2/R_T$, é proporcional à diferença entre os sinais de entrada. Como anteriormente, o factor de escala/proporcionalidade é controlado pelas resistências exteriores.

III Integração e Diferenciação

A montagem inversora apresentada até aqui continha apenas elementos resistivos. Contudo, a topologia mantém as suas características se as resistências forem substituídas por impedâncias, como se indica na Fig. 3. Da mesma forma que na montagem inversora, o terminal inversor corresponde a uma "terra virtual", e $I_f=I_1$.

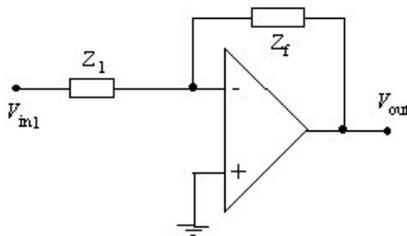



Fig. 3: Montagem inversora com impedâncias.

A **configuração integradora** correspondente à situação indicada na Fig. 4(a), onde $Z_1\equiv R$ e $Z_f\equiv C$.

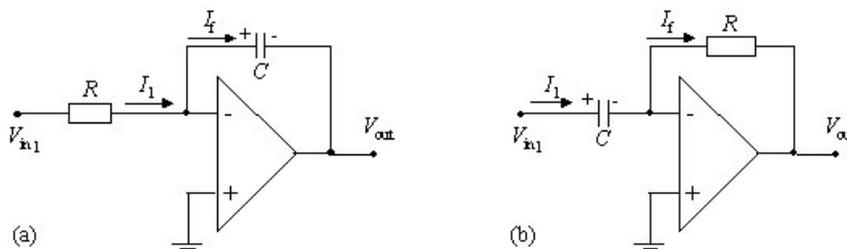



Fig. 4: Montagens integradora (a) e diferenciadora (b).

A corrente na resistência R é: $I_1 = \frac{V_{in1}}{R}$, e como não "entra" corrente no amplificador pela entrada inversora, tem-se $I_1 = I_f$. Portanto, o condensador vai carregar com uma corrente I_f, a qual é constante enquanto V_{in1} o for. A tensão de saída V_{out} é função da carga do condensador, e esta da corrente:

$$V_{out} = -V_C = -\frac{Q}{C} \qquad (2)$$

A carga Q no condensador é dada por: $Q = \int_{t_i}^{t_f} I_f dt$, onde $I_f = \frac{V_{in1}}{R}$. Substituindo-se Q na expressão (2), obtém-se:

$$V_{out} = -\frac{1}{RC}\int_{t_i}^{t_f} V_{in1} dt \text{ , e se } RC=1,\ V_{out} = -\int_{t_i}^{t_f} V_{in1} dt \qquad (3)$$

A **configuração diferenciadora** correspondente à situação em que $Z_1 \equiv C$ e $Z_f \equiv R$. Esta situação está representada na Fig. 4(b). Da análise da Figura conclui-se que uma tensão de entrada V_{in1} constante produz uma corrente I_1, apenas enquanto o condensador estiver a carregar-se. Nesta configuração: $V_{out} = -I_f R = -I_1 R$. Atendendo a que $Q = CV_{in1}$, e que $I_1 = \frac{dQ}{dt}$, obtém-se

$$V_{out} = -RC\frac{dV_{in1}}{dt} \text{ e se } RC=1,\ V_{out} = -\frac{dV_{in1}}{dt} \qquad (4)$$

É conhecido do estudo da corrente alternada sinusoidal, que as relações obtidas em corrente contínua são válidas em corrente alternada desde que se substituam as resistências por impedâncias. Da analise da Fig. 3, e das relações (3) e (4) resultam as seguintes expressões para tensões de entrada sinusoidais $v_{in1} = V_{in1}e^{j\omega t}$:

$$\begin{cases} V_{out} = -\frac{1}{j\omega CR}V_{in1} \\ V_{out} = -j\omega CRV_{in1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{out} = -\frac{1}{CR}\int v_{in1} dt \\ v_{out} = -CR\frac{dv_{in1}}{dt} \end{cases} \qquad (5)$$

IV Computador analógico

Com foi referido anteriormente, é possível realizar cálculos mais ou menos complicados como, por exemplo, resolver equações diferenciais. A um circuito deste tipo é costume chamar-se computador analógico ou simulador analógico, uma vez que a(s) equação(ões) que rege(m) o circuito é(são) a(s) mesma(s) que governa(m) o fenómeno a simular. A titulo de exemplo, considere-se o circuito amplificador da Fig. 5 (na prática, e por questões de estabilidade, os terminais não-inversores deverão ser ligados à massa através de uma resistência).

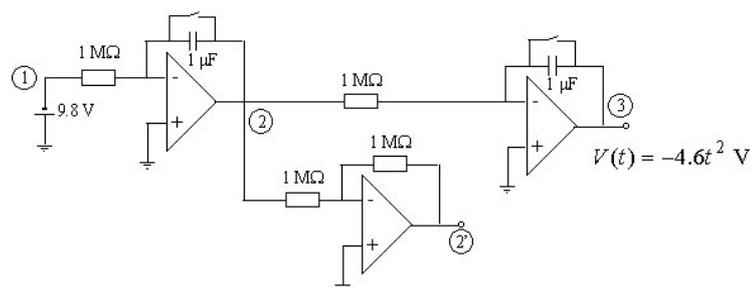



Fig. 5: Simulação da queda de um grave à superfície da Terra.

O circuito da Fig. 5 simula a queda de um grave de massa *m*, à superfície da Terra. Trata-se de um movimento com aceleração constante g=9.8 ms^{-2}:

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -g \Rightarrow \quad \frac{dy}{dt} = -gt + v_{0y} \Rightarrow \quad y = -\tfrac{1}{2}gt^2 + v_{0y}t + y_0 \qquad (6)$$

Em 1, a tensão é a da bateria, e é, portanto, constante (aceleração da gravidade, $-g$). A tensão em 2 é a tensão anterior depois de integrada (velocidade do corpo, $-gt$). O condensador tem em paralelo um interruptor que permite fixar as condições iniciais do movimento (v_{oy}). Como a tensão, além de integrada, é invertida, junta-se um novo inversor com ganho –1, 2'. Em 3, aparece uma tensão que corresponde à primitiva da tensão em 2 (deslocamento, y=-1/2 $gt^2 + v_{oy}t$).

VI Procedimento experimental

Objectivo

Implementar as montagens subtractora e diferenciadora, usando um amplificador operacional.

Material

Gerador de sinais, amp-op 741, resistências, condensadores, e osciloscópio.

Atenção: Deverá registar as figuras observadas no osciloscópio.

B- Montagem subtractora

1- Monte o circuito da Fig. 2, com R_T=1 kΩ, R_f=1 kΩ, R_1=1 kΩ, e R_2=1 kΩ. Não esquecer que a alimentação do amp-op é ±15 V, e de referenciar todas as tensões à massa.
2- Use para V_{in1} uma tensão continua de 1 V. Aplique à entrada V_{in2} uma onda quadrada de frequência 1 kHz e amplitude 2 V.
3- Observe os sinais de entrada e de saída no osciloscópio. Registe os sinais obtidos.
4- Compare o resultado com o previsto para a montagem da Fig 2, Eq. (1).

C- Montagem diferenciadora

1- Monte o circuito da Fig. 4(b), com R=1 kΩ e C=100 nF. Não esquecer que a alimentação é ±15 V, e de referenciar todas as tensões à massa.
2- Aplique um sinal sinusoidal de frequência 10 kHz e amplitude 100 mV. Observe os sinais de entrada e de saída no osciloscópio. Registe-os e interprete o resultado.
3- Meça o ganho da montagem e compare-o com o valor obtido a partir da expressão (4).
4- Mantendo a amplitude do sinal de entrada em 100 mV, meça as amplitudes dos sinais de entrada e de saída a diferentes frequências na gama [0, 100] kHz (cerca de 30 pontos).
5- Represente graficamente o ganho (em dB) em função do logaritmo da frequência. O circuito pode ser considerado um filtro? Em caso afirmativo, de que filtro se trata?
6- Aplique, agora, à entrada uma onda quadrada de frequência 1 kHz e amplitude 100 mV. Visualize os

sinais de entrada e de saída no osciloscópio. Interprete o resultado.

7- Repita 6 para um sinal triangular de 1 kHz e 100 mV. Registe as formas de onda obtidas. Justifique a forma da tensão de saída à luz do funcionamento do circuito.

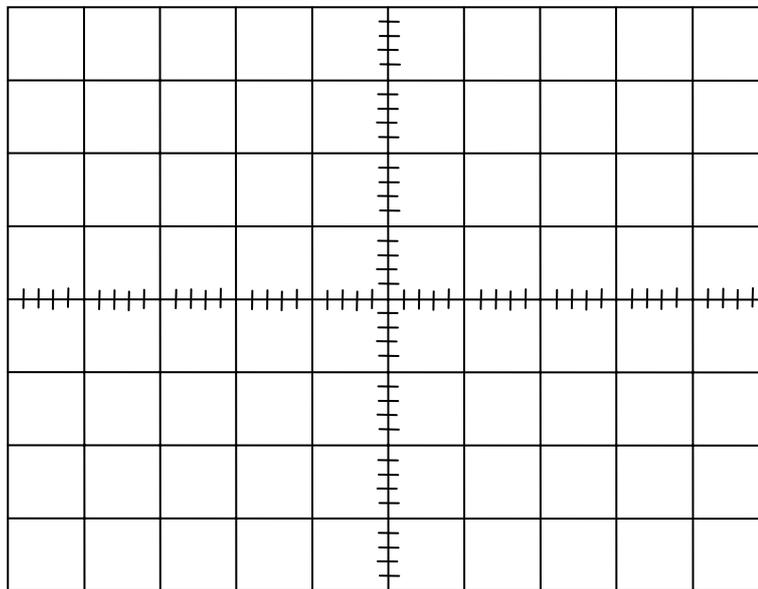
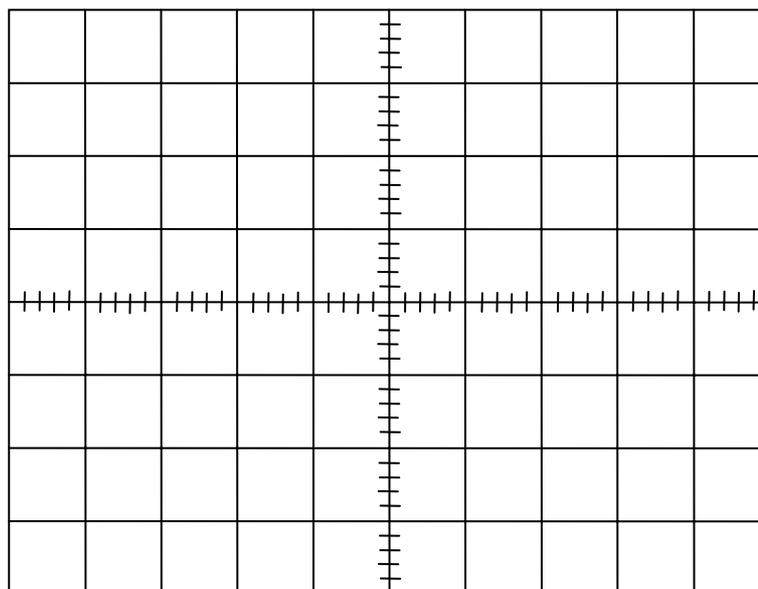
Bibliografia

Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.

Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.

The Art of Electronics, 2ª edição, P. Horowitz, W. Hill, Cambridge University Press, 1989.

Amplificador Operacional: Circuitos Operacionais

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Característica Corrente-tensão do Díodo

O facto de se poder dopar diversas regiões de um mesmo material semicondutor com diferentes impurezas possibilita a fabricação de uma grande variedade de dispositivos electrónicos/optoelectrónicos a partir de um mesmo material semicondutor ou de uma liga semicondutora. A transição brusca de uma região de tipo *p* (região com excesso de cargas livres positivas) para outra de tipo *n* (região com excesso de cargas livres negativas) no mesmo semicondutor, é designada de junção *p-n*. Neste trabalho o aluno irá determinar as características terminais de um dos mais simples componentes electrónicos semicondutores: o díodo rectificador.

I Introdução

A electrónica surgiu com a invenção, por De Forest em 1907, da válvula tríodo,[20] um dispositivo que tornou possível a amplificação de sinais eléctricos. O principal produto da electrónica na primeira metade do século XX foi o rádio, que possibilitou a difusão sonora de informação à distância. Mais tarde surgiu o sistema de transmissão de sons e imagens em movimento: a televisão. Porém, a electrónica baseada em válvulas de vácuo apresentava grande inconveniente. As válvulas eram grandes, frágeis e aqueciam muito, tinham vida curta e a sua fabricação era dispendiosa, além de terem outras desvantagens técnicas. Por estas razões, desde logo se começou a procurar um dispositivo que não apresentasse as desvantagens das válvulas. O grande passo foi dado em 1947 por J. Bardeen, W. Brattain e W. Schockley, três físicos dos laboratórios da Bell Telephone que estudavam as propriedades de condução electrónica em semicondutores: naquele ano eles desenvolveram o **transístor**.

O aperfeiçoamento do transístor e a miniaturização dos sistemas electrónicos com o desenvolvimento dos **circuitos integrados** levaram à difusão das aplicações da electrónica. O advento da electrónica dos semicondutores e das tecnologias associadas foi uma das alavancas mais importantes das transformações económicas e sociais ocorridas no século passado. Os países que mais investiram no domínio da tecnologia electrónica e/ou tecnologias afins, têm hoje grande vantagem competitiva em relação aos demais. Infelizmente, o nosso país encontra-se no último grupo!

II Semicondutores e Junções *p-n*

Num material cristalino, por exemplo, no germânio, os electrões de valência de um átomo são repartidos entre os átomos adjacentes formando ligações covalentes; as orbitais de valência dos átomos isolados dão origem a **bandas de valência** num material cristalino. Num cristal semicondutor, a zero kelvin, a banda de valência está totalmente preenchida, apresentando-se a banda imediatamente superior **- banda de condução**, onde os electrões podem comportar como electrões quase livres – completamente desocupada.[21] Contudo, à medida que a temperatura do semicondutor aumenta, parte dos electrões de valência adquirem energia

[20] A válvula de tríodo consiste de um tubo de vácuo com três eléctrodos: o cátodo, no qual os electrões são emitidos, o ânodo, que recebe os electrões e a grelha, que serve para controlar o fluxo de electrões e possibilitar a amplificação de sinais.
[21] A menor separação em energia entre dois estados electrónicos destas duas bandas designa-se por **hiato** do semicondutor e representa-se por E_g. Nos semicondutores mais usados em electrónica e optoelectrónica, E_g<2 eV.

suficiente para escaparem à influência directa dos átomos, ocupando estados na banda de condução. Dado que os átomos eram electricamente neutros, um número de átomos, igual ao número de electrões quase livres, adquire agora carga positiva. A ausência de um electrão na ligação covalente aparece como uma carga positiva na banda de valência no ponto onde o electrão se encontrava, o qual poderá atrair e aceitar um electrão ligado a um átomo vizinho. A concentração de electrões na banda de condução de um semicondutor puro (ou **intrínseco**) varia exponencialmente com a temperatura, o que faz com que a sua condutividade dependa fortemente da temperatura. Esta propriedade faz com que os semicondutores intrínsecos sejam pouco usados em dispositivos electrónicos/optoelectrónicos.

A condutividade dos semicondutores pode, no entanto, ser drasticamente alterada dopando o semicondutor com átomos diferentes dos que compõem o cristal semicondutor puro. A dopagem de um semicondutor consiste na substituição de uma fracção muito pequena de átomos do semicondutor puro por um número igual de átomos (de tamanho idêntico), e com mais/menos um electrão de valência. Quando a dopagem é efectuada com átomos com mais um electrão de valência (impureza dadora) do que o átomo original, o semicondutor obtido designa-se do **tipo *n*** (cria-se um excesso de cargas livres negativas, em número idêntico ao das impurezas dadoras); se o átomo dopante possuir menos um electrão de valência o semicondutor resultante diz-se do **tipo *p*** (as ligações covalentes entre o átomo dopante - impureza aceitadora - e os seus vizinhos efectuam-se, agora, com menos um electrões de valência, i.e., cria-se uma lacuna/buraco na ligação). Verifica-se que a carência de um electrão nas ligações, em número igual ao da fracção das impurezas aceitadoras, se comporta sobe a acção de um campo eléctrico como uma carga positiva. A deficiência de um electrão é designada de **lacuna** ou **vazio**. Os semicondutores dopados são designados por semicondutores **extrínsecos**.

O semicondutor mais usado em electrónica é o silício (elemento do quarto grupo da tabela periódica); em optoelectrónica os mais usados são o arsenieto de gálio (material de que são feitos os lasers semicondutores presentes nos leitores de disco compacto), o fosfato de índio e ligas sintéticas de InGaAsP e InGaAlAs (ligas semicondutoras usadas para fabricar os lasers empregues em redes de comunicação por fibra óptica).

Em quase todos os componentes semicondutores existe uma ou mais junções *p-n*. O comportamento dos electrões e dos vazios nas junções *p-n* de um dispositivo determina a(s) **característica(s) corrente-tensão** (***I-V***) do dispositivo. O díodo semicondutor é formado por uma junção *p-n*. (A palavra díodo resulta do grego *di-hodós*: elemento com dois contactos ou duas vias; no sentido lato uma resistência, por exemplo, também é um díodo. Contudo, a designação *díodo* aplica-se unicamente a dispositivos semicondutores com dois terminais, com ou sem junções *p-n*.).

III Característica Corrente - Tensão (*I-V*) de uma Junção p-n

Uma junção *p-n* corresponde à zona de confluência de duas regiões no semicondutor com densidades de carga livre de polaridades opostas. Em geral, o material semicondutor usado é uma pastilha de silício dopado tipo *n* ou tipo *p*. A junção *p-n* é obtida dopando uma zona localizada da pastilha semicondutora, por exemplo, do tipo *p*, com impurezas dadoras, de forma a obter nessa região um material do tipo *n*: a junção *p-n* corresponde à fronteira entre a região tipo *n* e o restante semicondutor tipo *p*. Uma junção com características ligeiramente diferentes obtém-se na ligação de um semicondutor a um metal. A Fig. 1(a) representa de forma esquemática uma junção *p-n*.

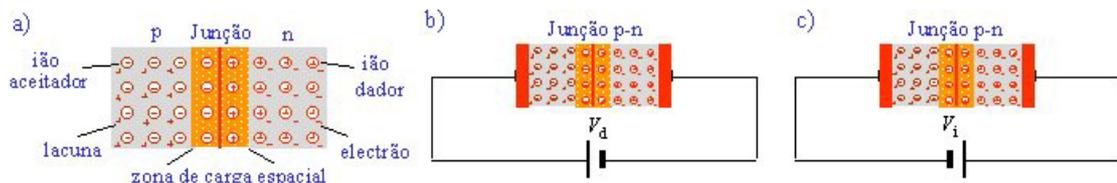



Fig. 1. Diagrama de uma junção p-n.

No processo de formação da junção *p-n*, cargas livres do lado *n* (electrões) e cargas livres do lado *p* (lacunas), são transferidas, por difusão, para a região oposta, criando-se uma deficiência de electrões do lado *n* e de lacunas do lado *p*, na vizinhança da junção até se igualarem os níveis de Fermi em ambos os lados da junção. Esta distribuição de carga origina uma barreira de potencial na junção: os electrões para continuarem a deslocar-se para o lado *p* têm que se fornecer energia, o mesmo se aplica às lacunas.

Quando se aplica uma ddp positiva entre o ânodo (região *p*) e o cátodo (região *n*) como indicado na Fig. 1(b), a barreira de potencial decresce e estabelece-se uma corrente eléctrica de *p* para *n* (o sentido convencional). O estado de franca condução inicia-se quando a tensão de polarização directa anula a barreira de potencial, isto é, quando a tensão aplicada é igual à altura da barreira de potencial V_0, que no caso de junções *p-n* em silício é da ordem de 0.7 V. Quando em perfeita condução, a queda de tensão aos terminais da junção varia muito pouco com a corrente, mantendo-se aproximadamente igual a V_0~0.7 V (no caso do silício; 0.3 V para junções de germânio). Nestas condições, a junção diz-se **polarizado directamente**. (A tensão e a corrente são consideradas positivas quando o dispositivo encontra polarizado directamente, i.e., quando o potencial na região *p* é superior ao potencial na região *n*.) A relação corrente-tensão (*I-V*), i.e., a **característica corrente-tensão** (***I-V***) da junção *p-n* em polarização directa está representada no 1º quadrante do gráfico da Fig. 2.[22]

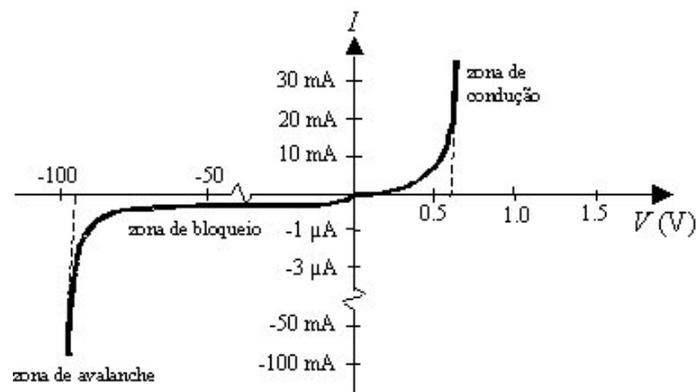



Fig. 2. Característica *I-V* típica de uma junção *p-n*. Note as escalas diferentes no 1º e 3º quadrantes.

A junção está **polarizada inversamente**, Fig. 1(c), quando o potencial no ânodo é inferior ao potencial no cátodo, isto é, a ddp entre *p* e ***n*** é negativa. Nestas condições, a altura da barreira de potencial é fortalecida e a junção conduz muito fracamente, apresentando elevada resistência. A característica *I-V* da junção em polarização inversa está representada no 3º quadrante do gráfico da Fig. 2. O valor da corrente inversa I_S na

[22] A característica corrente-tensão (*I-V*) de um dispositivo corresponde à representação gráfica da corrente *I* que percorre o elemento em função da tensão *V* aplicada aos seus terminais.

zona de fraca condução designa-se por **corrente de fuga**, e depende das propriedades físicas da junção. A corrente de fuga I_S é da ordem de nanoampere para junções de silício (da ordem do microampere no caso do germânio). Na prática considera-se que quando a junção está polarizada inversamente existe um aberto no ramo do circuito contendo a junção.

Para cada junção, existe um valor de tensão de polarização inversa a partir do qual a corrente inversa (i.e, corrente de *n* para *p*) aumenta bruscamente, sendo apenas limitada pelos elementos externos à junção: **zona de avalanche ou ruptura**.[23] Este valor de tensão de polarização inversa designa-se por **tensão de ruptura ou de Zener** V_R (tipicamente $V_R>>V_0$). O processo de ruptura numa junção pode ocorrer como consequência de dois mecanismos diferentes: o efeito de Zener e o mecanismo de avalanche. (Embora diferentes ambos resultam da acção do campo eléctrico que existe na região de carga especial da junção *p-n*, sobre os portadores livres. O processo de ruptura ocorre quando o campo eléctrico na junção atinge um valor critico.)

A característica *I-V* de uma junção *p-n* na região de polarização directa (1º quadrante do gráfico da Fig. 3) tem uma forma quase exponencial. Em boa aproximação, a corrente directa *I* é dada por:

$$I = I_S\left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1\right), \qquad (1)$$

onde *V* representa a tensão aos terminais da junção, I_S é a corrente de fuga . O parâmetro V_T depende da temperatura: $V_T=k_BT/q$, onde k_B é a constante de Boltzmann, *q* é a carga eléctrica elementar, e *T* a temperatura absoluta; à temperatura ambiente (T~300 K): V_T=25 mV.

No 3º quadrante, a corrente é praticamente constante e igual à corrente de fuga I_S, enquanto a tensão inversa aplicada for inferior à tensão de ruptura: $I=-I_S$.

IV Tipos de Díodos

O dispositivo mais comum baseado numa junção *p-n* é o **díodo rectificador** (elemento normalmente usado em rectificação [transformação de corrente bidireccional (ca) em corrente unidireccional (cc)] e em processamento de sinal associado à rectificação. Na Fig. 3 é indicado o símbolo genérico de um díodo rectificador ou simplesmente díodo. Os terminais A e C designam-se por Ânodo (junção metal-semicondutor tipo *p*) e Cátodo (junção semicondutor tipo *n* - metal) – rever Fig. 1(b).[24]

Fig. 3. Símbolo do díodo.

A característica *I-V* de um díodo rectificador (díodo de junção) é idêntica à da Fig. 2. Contudo, em muitos casos, é conveniente usar versões aproximadas, mais simplificadas, da característica real de um díodo. A característica de um díodo ideal, isto é, um díodo com resistência eléctrica em polarização directa nula e com tensão de limiar de condução V_D igual a 0 V, está representada na Fig. 4(a). A tensão V_D representa a queda

[23] Desde que a corrente no díodo seja inferior a um valor que depende das características da junção, este processo de ruptura nada tem de destrutivo.
[24] As denominações ânodo e cátodo correspondem às designações dos eléctrodos da válvula termiónica muito usada, antes da invenção do transístor, como rectificador de corrente constituída por dois eléctrodos (ânodo e cátodo) em um gás nobre muito rarefeito.

de tensão aos terminais do díodo em condução. Na Fig. 4(b) indica-se um modelo mais aproximado do díodo real: um díodo ideal em série com uma fonte de tensão de força electromotriz igual à tensão limiar de condução V_D=0.7 V. Contudo, um díodo real quando polarizado directamente apresenta uma pequena resistência à passagem da corrente, resistência de condução directa R_D. A Fig. 4(c) representa a característica de um díodo real linearizada, modelo mais próximo da realidade.

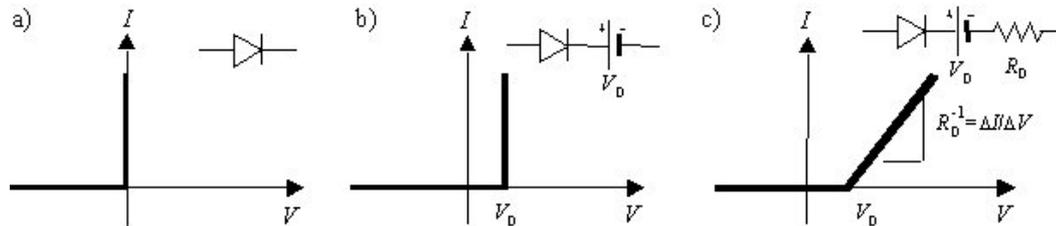



Fig. 4. Curvas características aproximadas e os correspondentes modelos eléctricos do díodo: (a) o díodo ideal; (b) o díodo ideal mais a tensão do limiar de condução V_D; (c) o díodo com característica linearizada, isto é, o díodo ideal mais a tensão do limiar de condução V_D mais a resistência de condução directa R_D.

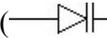
Estes díodos devem apresentar uma tensão de ruptura significativamente superior (em modulo) ao valor da tensão pico-a-pico da onda a rectificar, para que a zona de avalanche nunca seja atingida e, portanto, que a corrente inversa seja igual à corrente de fuga (que é desprezível).

Há, contudo, junções *p-n* desenhadas especificamente para outros fins. São indicados a seguir outros tipos de díodos de junção e as respectivas aplicações.

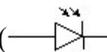
Díodo de Zener (—▷⌐—): díodo desenhado especialmente para operar na região de avalanche/ruptura, onde a tensão aos terminais do díodo, **tensão de Zener** V_Z, permanece praticamente constante, ainda que a corrente inversa varie significativamente. O díodo de Zener é muito utilizado em circuitos estabilizadores de tensão como elemento de referência de tensão.

Díodo de Túnel (—▷]—): este díodo obtido dopando fortemente as regiões *p* e *n* da junção. Nestas condições, a barreira de potencial existente entre os lados *p* e *n* é da ordem de grandeza do comprimento de onda dos electrões no semicondutor, permitindo que os electrões de condução do lado *n* atravessem a junção transitando para a banda de valência do lado *p*. Este processo é uma demonstração do **efeito de túnel** em estruturas semicondutoras (efeito de natureza inteiramente quântica). O contrário do que acontece no díodo rectificador, em polarização directa a corrente começa por aumentar com a tensão até atingir um máximo local decrescendo em seguida até atingir um mínimo local, aumentando monotonamente a partir deste ponto (nesta região, a curva *I-V* do díodo túnel é idêntica à do díodo rectificador). Uma das características mais importantes da curva *I-V* do díodo túnel é a existência de uma região na qual $dI/dV<0$, o que corresponde a uma resistência negativa para sinais de ca, cujo valor depende da tensão aplicada ao díodo. Quando operando nesta região de resistência negativa, o díodo túnel fornece potência ac ao circuito, ao contrário de uma resistência ou díodo rectificador que dissipam sempre energia. Estes díodos são utilizados em circuitos osciladores e amplificadores de sinal. Como o tempo de transição é muito pequeno, o díodo túnel é um dispositivo bastante rápido (a frequência de corte destes componentes pode atingir dezenas de GHz).[25]

[25] Existem vários díodos com uma ou mais junções *p-n*, muito usados em osciladores e geradores de microondas, com a capacidade de produzir potências de dezenas de watt.

Varactor (varicap/varistor) ( ): em geral, a capacidade eléctrica da junção de um díodo varia com a tensão aos seus terminais. Os varactores são díodos de junção especialmente desenhados de forma a fortalecer a dependência na tensão da capacidade da junção. São muito usados em osciladores cuja frequência é controlada por tensão ("voltage control oscillators, VCOs").

Díodo de Barreira de Schottky

Quando um metal é colocado em contacto directo com um semicondutor, ocorre uma transferência de cargas de um lado para o outro de modo a igualar os níveis de Fermi, à semelhança do que acontece numa junção *p-n*. A diferença entre o contacto de dois semicondutores e o contacto metal-semicondutor resulta de os vazios não poderem passar do semicondutor para o metal.[26] A transferência de carga origina zonas de carga de polaridade opostas de ambos os lados da junção, resultando numa barreira de potencial designada de **barreira de Schottky**. Não é de estranhar, portanto, que a característica corrente-tensão de uma junção metal-semicondutor seja semelhante à da junção *p-n*. Na verdade, o primeiro elemento semicondutor construído foi díodo de contacto metal-semicondutor, usado como detector nos primeiros rádios. Foi também com contactos metal-semicondutor que o primeiro **transístor** foi construído em 1947. Ao contrário do que acontece numa junção *p-n*, a corrente no **díodo Schottky** é devida aos portadores maioritários, o que faz com que a frequência de corte neste díodo seja muito superior à do díodo de junção *p-n*. Verifica-se também, que a tensão de franca condução V_D é significativamente inferior à da junção *p-n*. Estes díodos não suportam correntes elevadas, não podendo ser usados em circuitos rectificadores. Os díodos Schottky são muito usados como detectores de sinais de alta-frequência.

Díodos de Junção Optoelectrónicos

Fotodíodo ( ): a zona de junção das regiões *n* e *p* é deficitária em cargas livres (região de depleção ou região de carga espacial). A radiação óptica de energia superior à largura da banda proibida entre as bandas de condução e de valência (ou hiato do semicondutor) incidente na região de depleção é fortemente absorvida, gerando pares de portadores de carga (pares electrão-vazio) que por acção do campo eléctrico existente na junção são removidos da junção e injectados no circuito, contribuindo para a corrente total no circuito. Os fotodíodos são díodos desenhados para maximizar a conversão opto-electrónica e em geral são operados em polarização inversa. Estes dispositivos são utilizados como detectores de luz nas mais diversas aplicações, desde simples detectores ópticos até sofisticados sistemas de comunicação óptica.

LED ("light emitting diode",): a injecção de portadores de carga na zona da junção *p-n* aumenta a probabilidade de ocorrência de transições com emissão radiativa. O aumento da concentração de electrões na região *p* e de vazios na região *n* estimula as transições da banda de condução para a banda de valência. LEDs são junções especialmente desenhadas para *maximizar* a probabilidade das **transições radiativas** entre a banda de condução e a banda de valência. A emissão radiativa (conversão electro-óptica)

[26] Os vazios são quase-partículas que existem apenas nos semicondutores.

só é relevante em semicondutores de hiato directo.[27] A energia da radiação electromagnética emitida depende do valor do hiato do semicondutor E_g. Para o GaAs E_g=1.424 eV, e, portanto, a radiação emitida é infra-vermelha (~870 nm); os LEDs de AlGaAs podem ser desenhados para emitir no visível (~400 – 750 nm).

Díodo laser: "LED" desenhado de forma a maximizar a conversão electro-óptica, com confinamento e realimentação da radiação gerada. Os lasers são fontes ópticas de elevada pureza espectral e a radiação emitida é coerente. São usados, por exemplo, em leitores de disco compacto, em sistemas de comunicação por fibra óptica e como fontes de energia para outros lasers.

V Determinação da Característica (*I-V*) de um Díodo

O díodo é um componente não-linear, i.e., a relação corrente-tensão não é linear. A não linearidade da característica do díodo faz com que o cálculo das correntes em circuitos contendo díodos seja um pouco mais complicado que no caso de circuitos lineares. A título de exemplo, vamos determinar a corrente no circuito da Fig. 5 que contém um díodo com a característica indicada.

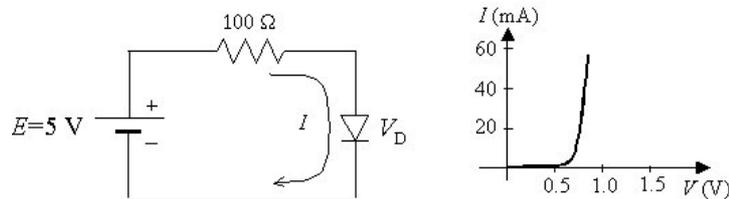



Fig. 5. Circuito contendo um díodo e característica *I-V* do díodo.

Para determinarmos a corrente *I*, vamos começar por admitir que o díodo está em franca condução. Podemos então tomar a queda de tensão aos terminais do díodo como constante e igual a 0.7 V para díodos de silício, i.e., o díodo pode ser substituído por uma fonte de tensão de força electromotriz 0,7 V (V_D=0,7 V, ver Fig.4). O circuito é, portanto, transformado num circuito linear. Da lei das malhas resulta que:

$$5 - 100I - 0{,}7 = 0$$
$$\Leftrightarrow I = 43 \text{ mA}$$

Numa primeira aproximação, o método de resolução acima apresentado é bastante simples e útil em muitas situações, permitindo estimar o valor da corrente *I* sem envolver cálculo elaborado. Contudo, na grande maioria dos casos é necessário conhecer o valor de *I* com mais rigor. E pode mesmo acontecer que, ao contrário do que foi assumido, o díodo não esteja em franca condução. Neste caso, teremos que aplicar as leis dos circuitos tendo em conta a característica *I-V* do díodo. Como foi referido atrás a Eq. (1) descreve, em muito boa aproximação, a característica corrente-tensão do díodo.

A determinação rigorosa de *I* envolve a resolução de um sistema de duas equações, a equação da malha e a Eq. (1):

[27] Um semicondutor diz-se de hiato directo, quando o valor de energia mínima nas bandas de condução e o valor da energia máxima nas bandas de valência ocorre no mesmo ponto do espaço dos momentos $\vec{k}$. O silício é um semicondutor hiato indirecto; o GaAs é um semicondutor directo.

$$\begin{cases} V_D(I) = E - RI \\ I = I_S\left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1\right). \end{cases} \quad (2)$$

Este sistema permite-nos determinar o ponto de funcionamento. A solução é laboriosa em virtude de envolver uma equação transcendente (pressupõe-se o conhecimento dos parâmetros da Eq. (1) para o díodo em consideração). No entanto, a solução pode achar-se na forma gráfica, se dispusermos da curva característica do díodo; a equação da malha corresponde à recta de carga do circuito:

$$I = \frac{5}{100} - \frac{V_D}{100}. \quad (3)$$

Podemos traçar num mesmo gráfico a recta de carga do circuito e a característica do díodo. O valor da corrente no circuito corresponde ao ponto de intersecção da recta de carga do circuito e da característica do díodo, i.e., I=I_D e V=V_D. Esta situação está representada na Fig. 6. Do gráfico obtém-se I_D=42 mA.

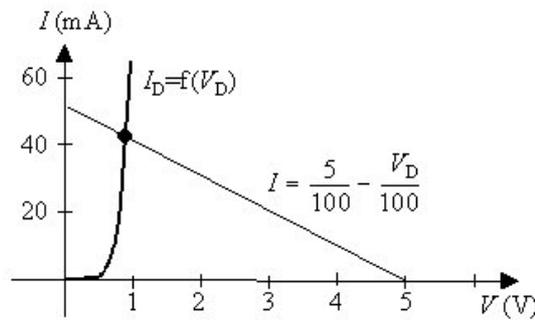



Fig. 6. Recta de carga do circuito e característica I-V do díodo.

VI Rectificação de Meia Onda

A capacidade de conduzir num só sentido faz do díodo de junção um elemento extremamente útil para materializar várias funções. O díodo de junção alimentado por uma tensão alternada conduz numa das alternâncias, passando ao estado de bloqueio na alternância seguinte. Assim, usando um ou mais díodos, é possível transformar uma tensão alternada em tensão unidireccional.

Consideremos o circuito da Fig. 1, ao qual é aplicada uma tensão sinusoidal v_i. Qual será a forma do sinal de saída v_o.

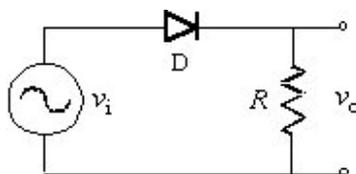



Fig. 7. Circuito rectificador de meia onda.

Para simplificar, vamos supor que se trata de um díodo ideal, isto é, durante as arcadas positivas da sinusóide comporta-se como um interruptor fechado, e como um interruptor aberto para as arcadas negativas, Fig. 8(a). A forma de onda de saída está representada em Fig. 8(b).

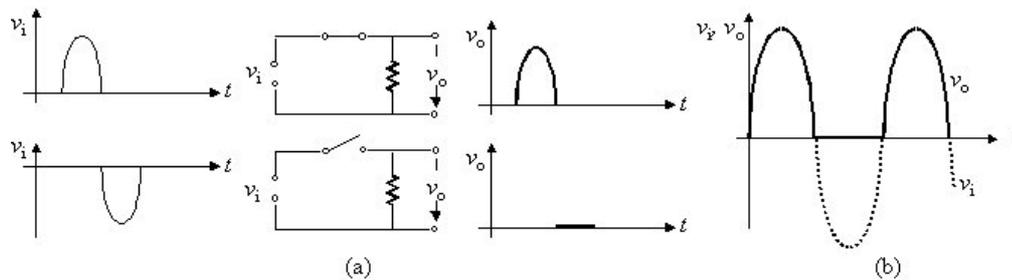



Fig. 8. Fases da rectificação de meia onda.

Conclui-se que o circuito da Fig. 7 elimina as alternâncias negativas da tensão de entrada, obtendo-se na saída apenas *metade* do sinal de entrada, i.e., há supressão de uma alternância e aproveitamento da outra. O circuito funciona como um **rectificador de meia onda**; o valor médio do sinal rectificado é igual a V_p/π. Ter em atenção que, durante a arcada negativa, a tensão aos terminais do díodo é igual ao valor de pico da tensão de entrada. Portanto, a tensão a rectificar deve ter um valor de pico significativamente inferior à tensão de ruptura do díodo V_R.

Bibliografia

Física de Materiais e Dispositivos Electrónicos, Sérgio M. Rezende, Editora da Universidade Federal de Pernambuco, Brasil, 1996.

Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

VI Procedimento Experimental

Objectivo

Determinar experimentalmente a característica corrente-tensão de um díodo. Rectificador de meia onda.

Material

Fonte de tensão contínua variável, díodo, resistências, amperímetro e osciloscópio.

Atenção: Deverá registrar todas figuras observadas no osciloscópio.

A. Traçado da Característica *I-V* de um Díodo - Método Estático

a) Monte o circuito da Fig. 8 (formado por uma fonte de tensão variável – 0 a +15 V - em série com o díodo em estudo - 1N4001 ou equivalente - e uma resistência de protecção - deverá utilizar uma resistência de ~200 Ω, tendo em atenção que a corrente no díodo não deve exceder a corrente máxima suportada pelo díodo, ~1 A). Assegure que a tensão aos terminais da fonte é zero. Deve fazer as medidas da tensão aos terminais do díodo e da corrente que o atravessa, em simultâneo. A tensão deve ser medida usando o osciloscópio.

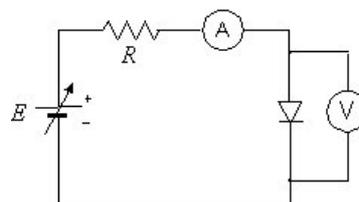



Fig. 8. Circuito usado para obter traçado da característica *I-V* de um díodo - método estático.

b) Comece por aumentar progressivamente a tensão aplicada ao circuito. Meça os pares de valores (*I*, *V*).

c) Trace o gráfico *I*(*V*) com os valores obtidos no ponto anterior.

d) Com base na característica construída estime o valor aproximado de V_D e de R_D.

B. Função de Transferência do Díodo – Método Dinâmico.
B1. Rectificação de Meia Onda

a) Monte o circuito da Fig. 9, onde v_i representa uma onda sinusoidal de amplitude 5 V e frequência 100 Hz, e R =100 Ω. Visualize v_i no canal 1 e v_o no canal 2. Ligue o circuito e comute os dois canais do osciloscópio para modo DC, após sobrepor a linha de zero dos dois canais. Observe e registe as formas de onda obtidas. Registe os sinais. (Nota: Antes de montar o circuito, meça o valor da resistência *R*.)

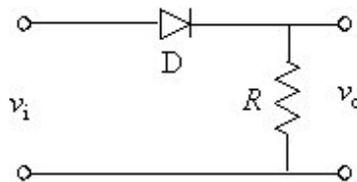



Fig. 9. Circuito empregue para obter a função de transferência do díodo – método dinâmico.

B2. Função de Transferência do Díodo – Método Dinâmico

b) Comute o osciloscópio para o modo X-Y. Com os canais em GND, coloque o ponto visualizado no centro do ecrã e, em seguida, comute ambos os canais para DC. Repare que a forma de onda obtida corresponde à característica de transferência do circuito. Desenhe-a na folha de registo de dados.

c) Com base na característica determinada anteriormente, determine os valores de V_D e de R_D.

d) Descreva o funcionamento do circuito e analise as formas de onda registadas em a). Como seriam os sinais registados em a) se o díodo fosse ideal. Discuta as diferenças.

C. Função de Transferência do Díodo – Método Alternativo.

A determinação dos elementos do modelo equivalente de um díodo pode ser feita de uma forma mais directa, sem necessidade de recorrer ao traçado da curva do díodo.

a) Monte o circuito da Fig. 9, com *R*=100 Ω. Aplique à entrada do circuito uma tensão alternada sinusoidal de 5 V de amplitude e frequência 100 Hz. Visualize o sinal de entrada no canal 1 do osciloscópio e o sinal de saída no canal 2.

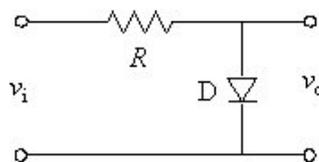



Fig. 9. Circuito aplicado para obter a função de transferência do díodo – método alternativo.

b) Actuando no comando POS de cada um dos canais sobreponha-os, e, manipulando a base de tempo, obtenha apenas duas arcadas centradas no ecrã do osciloscópio, conforme se mostra na Fig. 10. Registe as formas de onda assim obtidas. A determinação de V_D e de R_D é feita medindo as cotas *A*, *B*, e *C*. A cota *C* está relacionada com V_D e as cotas *B* e *A* permitem calcular R_D. Determine estas relações.

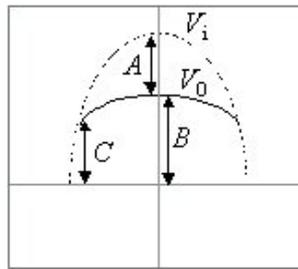
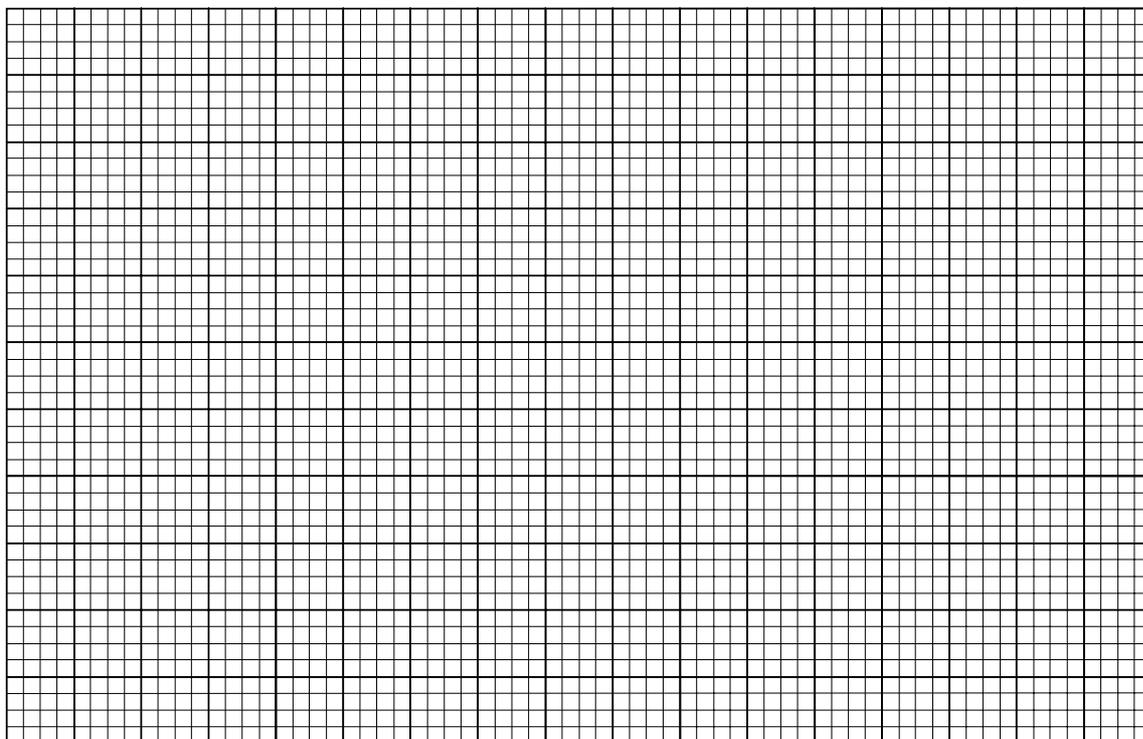
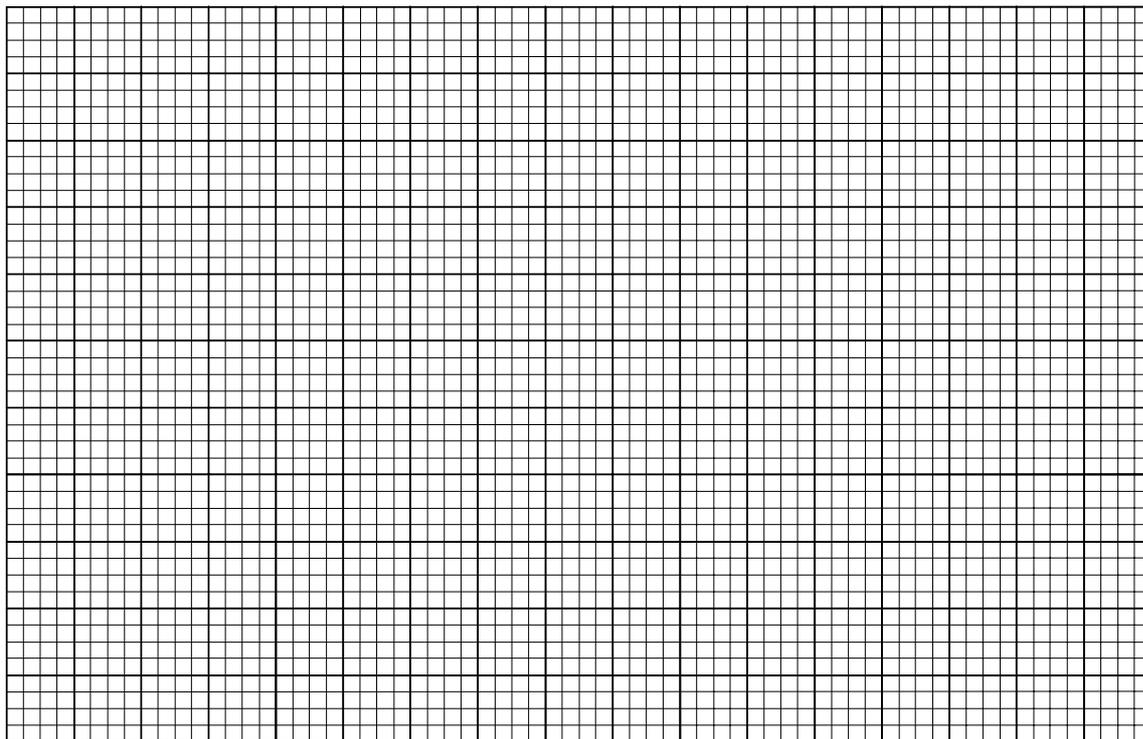
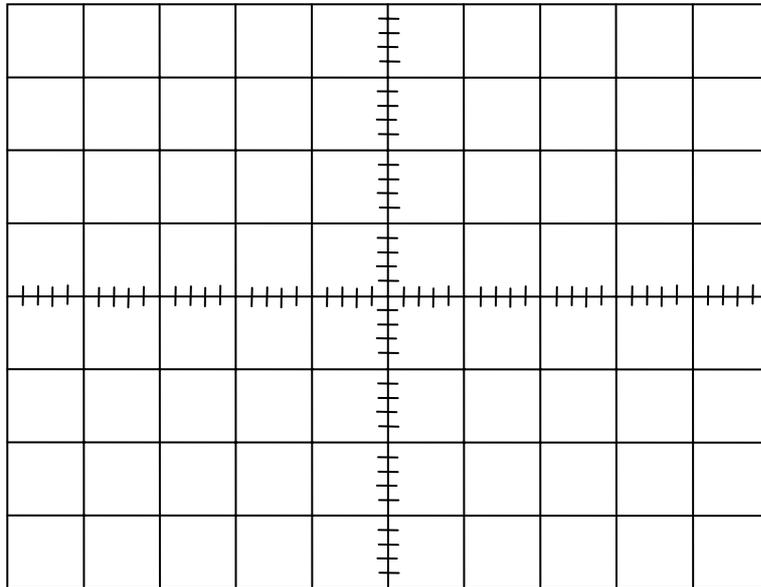
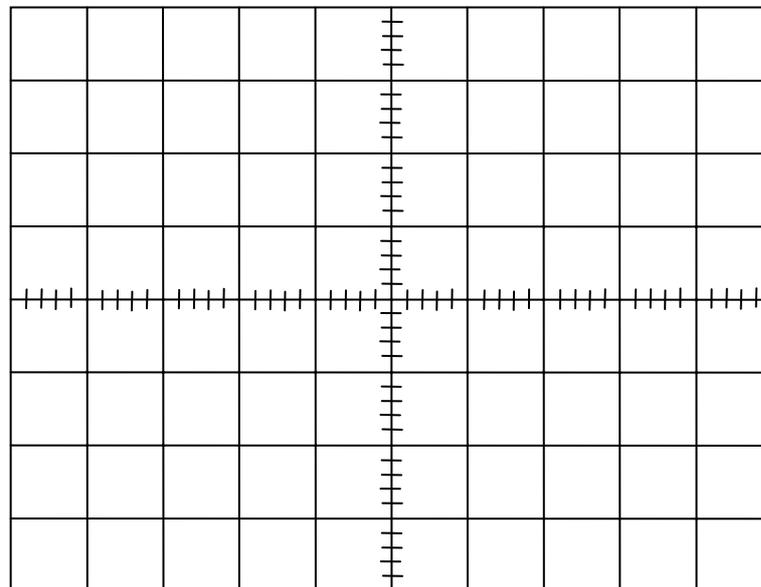
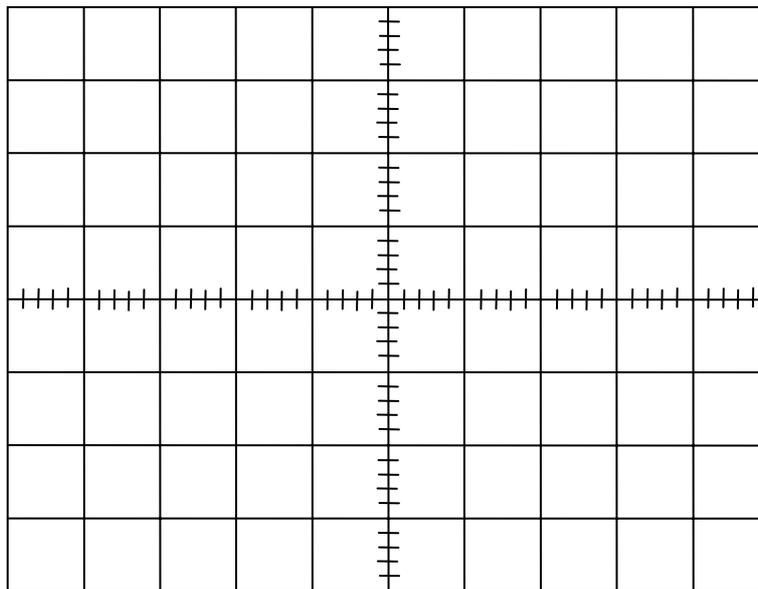
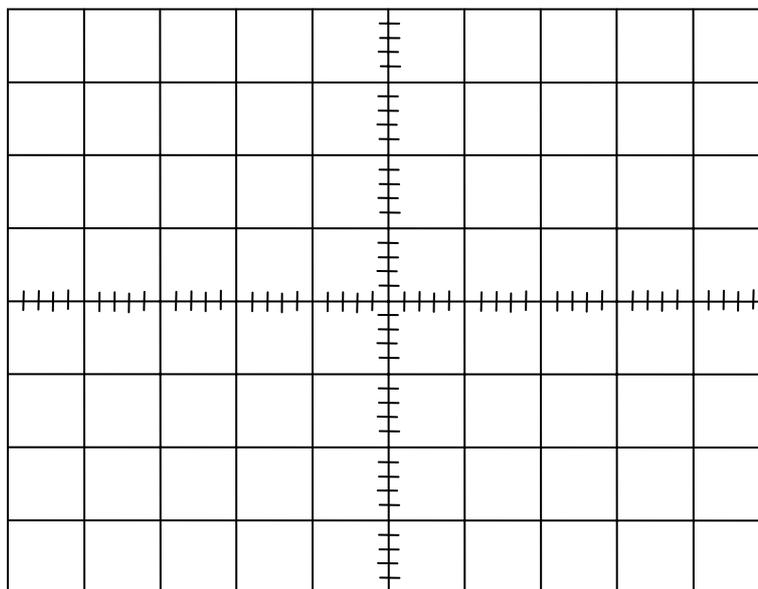



Fig. 10. Função de transferência do díodo – método alternativo.

c) Explique o funcionamento do circuito. Compare os parâmetros do modelo obtidos com os determinados em A e B.

Bibliografia

Microelectronic Circuits, Sections 3.3 (*Analysis of Diode Circuits*) e 3.6 (*Rectifier Circuits*), 3ª Edição, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.
Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.
Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.

Traçado da Curva I-V de um díodo - método estático.

Rectificação de Meia Onda

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Circuitos de Rectificação e de Detecção de Pico

O díodo de junção é um elemento não-linear, i.e., possui uma característica corrente-tensão (*I*-*V*) não linear. Como elemento não-linear apresenta inúmeras aplicações. Uma das mais comuns é a **rectificação** de uma tensão alternada, i.e., transformação de corrente bidireccional em corrente unidireccional. Outra aplicação do díodo, baseada na sua propriedade de rectificação, é em circuitos detectores de pico, empregues na detecção de ondas moduladas em amplitude nos receptores de rádio. Neste trabalho analisam-se, detalhadamente, circuitos rectificadores e de filtragem.

I Introdução

Em geral, um circuito electrónico com componentes discretos e/ou integrados, necessita de uma tensão de alimentação contínua para um funcionamento eficiente. Uma vez que o fornecimento de energia eléctrica é realizado na forma de tensão alternada, é necessário transformar esta tensão em tensão contínua. A grande maioria dos equipamentos eléctricos/electrónicos tem, em geral, associada uma fonte de alimentação de tensão contínua ou circuito complementar que realiza a necessária conversão. O processo de transformação de uma tensão alternada em tensão contínua é designado por rectificação. Na rectificação uma das alternâncias do sinal alterno é eliminada ou então o seu sentido é invertido.

Em associação com condensadores e resistências, os díodos são usados em **circuitos detectores de pico**, i.e., circuitos que *determinam* o valor de pico de um dado sinal. Os circuitos detectores de pico podem ser, também, usados como **circuitos desmoduladores**. O díodo é aplicado em **circuitos limitadores** e **circuitos fixadores de nível**. Com circuitos contendo díodos e resistências, é possível alterar, por exemplo, uma onda triangular, transformando-a, aproximadamente, numa sinusóide. Os díodos são, também, muito úteis em **circuitos multiplicadores de tensão**. As aplicações atrás enumeradas podem ser consideradas aplicações de potência. Os díodos são também muito usados em **aplicações de sinal**. Outra aplicação do díodo é em electrónica digital. Díodos, em associação com resistências, podem ser usados para implementar as portas lógicas digitais **OU** e **E**.

II Rectificação

A capacidade de conduzir num só sentido faz do díodo de junção um elemento extremamente útil para materializar várias funções. O díodo de junção alimentado por uma tensão alternada conduz numa das alternâncias, passando ao estado de bloqueio na alternância seguinte. Assim, usando um ou mais díodos, é possível transformar uma tensão alternada em tensão unidireccional.

A. Rectificação de Meia Onda

Consideremos o circuito da Fig. 1, ao qual é aplicada uma tensão sinusoidal v_i. Qual será a forma do sinal de saída v_o.

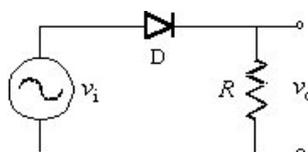



Fig. 1. Circuito rectificador de meia onda.

Para simplificar, vamos supor que se trata de um díodo ideal, isto é, durante as arcadas positivas da sinusóide comporta-se como um interruptor fechado, e como um interruptor aberto para as arcadas negativas, Fig. 2(a). A forma de onda de saída está representada em Fig. 2(b).

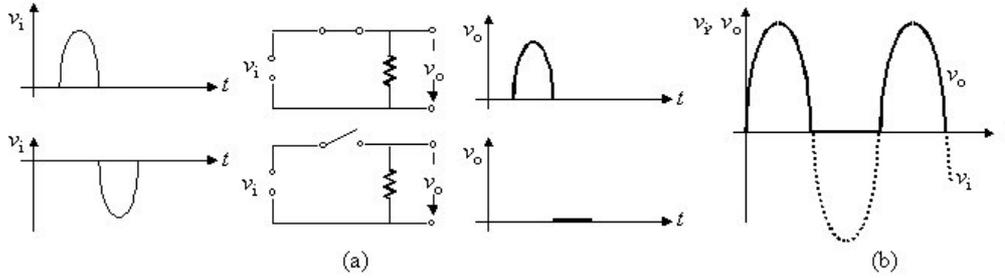



Fig. 2. Fases da rectificação de meia onda.

Conclui-se que o circuito da Fig. 1 elimina as alternâncias negativas da tensão de entrada, obtendo-se na saída apenas *metade* do sinal de entrada, i.e., há supressão de uma alternância e aproveitamento da outra. O circuito funciona como um **rectificador de meia onda**; o valor médio do sinal rectificado é igual a V_p/□. Ter em atenção que, durante a arcada negativa, a tensão aos terminais do díodo é igual ao valor de pico da tensão de entrada. Portanto, a tensão a rectificar deve ter um valor de pico significativamente inferior à tensão de ruptura do díodo V_R.

B. Rectificação de Onda Completa

É possível aproveitar as duas alternâncias, e, portanto, duplicar o valor médio do sinal de saída: **rectificação de onda completa**. O circuito da Fig. 3 executa rectificação de onda completa, i.e., os dois semi-ciclos de tensão alternada passam a ter a mesma polaridade, aproveitando as duas alternâncias da onda. Os díodos assim ligados constituem uma **ponte rectificadora**.

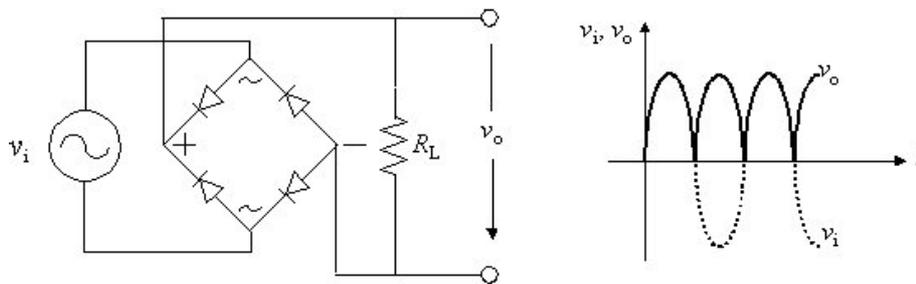



Fig. 3. Rectificação de onda completa.

A análise cuidada do circuito permite verificar que numa alternância um par de díodos colocados em posições opostas no losango conduz, enquanto que o outro par bloqueia. Invertendo-se os papeis na alternância seguinte. Desta forma a corrente através da resistência apresenta sempre o mesmo sentido e a tensão de saída (tensão aos terminais da resistência) tem a forma indicada na Fig. 3. O valor médio da tensão de saída é agora igual a $2V_p/\pi$. Deve-se ter em atenção que a tensão à saída da ponte rectificadora deve ser substancialmente menor do que a tensão de ruptura dos díodos.

O sinal de entrada na ponte rectificadora pode ser a tensão no secundário de um transformador ou o sinal da rede. Está dado o primeiro passo para obter, a partir de uma tensão alternada, uma tensão contínua, essencial para o funcionamento de muitos dos circuitos electrónicos. Se se pretender um sinal de valor médio

superior ou com menor ondulação, coloca-se na saída do circuito rectificador um filtro, geralmente, formado por condensadores e/ou bobines.

No caso do sinal de entrada ser proveniente de um gerador de sinal, alimentado a partir da rede, e a fonte de tensão alternada ou o seu equivalente tiver um terminal à massa, a carga R_L deverá estar flutuante; se a fonte de tensão alternada estiver flutuante (não tiver um terminal à massa), podemos ligar qualquer dos terminais de R_L ao comum do circuito. Quando se implementa uma ponte rectificadora, é sempre necessário ter o cuidado de ver em que caso se está, para evitar curto-circuito.

III Circuito Detector de Pico - Filtragem

Na secção anterior, foram apresentados os circuitos capazes de obter tensões unidireccionais, constituídas por uma tensão contínua à qual se sobrepõe uma tensão alternada, de frequência $2f$ no caso de rectificação completa e de frequência f no caso de rectificação de meia onda.

Há circuitos/equipamentos que só desempenham a sua acção de forma eficiente se a ondulação do sinal rectificado for muito pequena ou praticamente nula. A tensão unidireccional produzida pelo circuito representado na Fig. 3 não é constante. Esta ondulação pode ser eliminada incorporando um filtro, geralmente, formado por condensadores e/ou bobines, à saída da ponte rectificadora.

O circuito representado na Fig. 4 é utilizado em diversas aplicações, que vão da rectificação de sinais alternados à descodificação de um sinal AM (amplitude modulada).

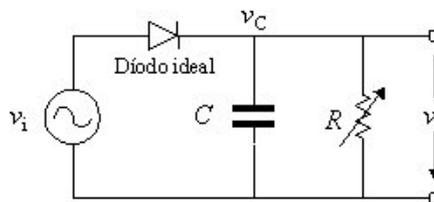



Fig. 4. Circuito detector de pico.

Quando se aplica ao circuito a forma de onda indicada na Fig. 5, a tensão aos terminais do condensador v_C irá acompanhar a tensão de entrada porque, sendo a díodo ideal, logo que $v_i \geq 0$ o díodo conduz (actua como curto-circuito) e o condensador carrega com uma constante de tempo muito pequena quando comparada com o período da tensão de entrada. Após v_i atingir V_p inicia-se a fase descendente, começando o condensador a descarregar, mas agora, com uma constante de tempo $\tau = RC$ muito maior. Se τ for consideravelmente superior ao período T do sinal de entrada, a tensão v_C vai diminuir muito mais lentamente do que v_i e o díodo ficará em corte até que $v_i(t)$ volte a ser maior ou igual a $v_C(t)$. Enquanto a tensão $v_C(t)$ decresce, a tensão de entrada v_i vai evoluir, até atingir o seu valor mínimo, e começar de novo a aumentar. A partir do instante em que v_i iguala v_C (= $V_{C_{min}}$), o díodo passa a conduzir novamente e a tensão aos terminais do condensador acompanha o crescimento de v_i, até a tensão de entrada atingir V_p. O processo agora descrito repete-se enquanto subsistir v_i. Se $\tau >> T$, o condensador descarrega muito pouco até ao inicio do período de carga seguinte. Se o circuito a montante do condensador for rectificador de onda completa, a situação é mais vantajosa do ponto de vista energético, uma vez que τ compete com $T/2$, i.e., o condensador tem menos tempo para descarregar.

O sinal de saída apresenta uma oscilação com amplitude V_p-$V_{c_{min}}$, como está esquematicamente representado na Fig. 5. Ter em atenção que durante a fase de bloqueio o díodo está sujeito a uma tensão inversa igual a $2V_p$.

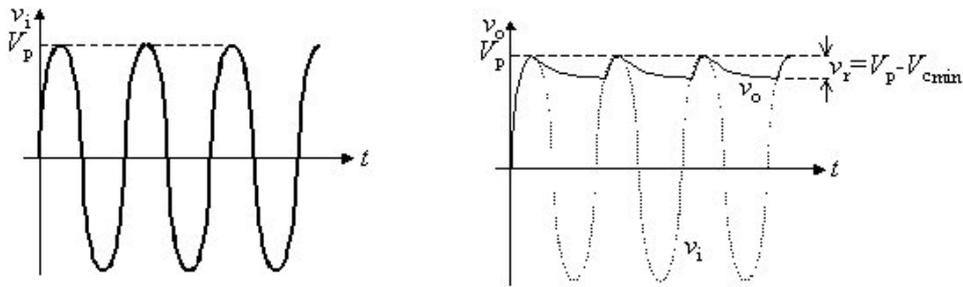



Fig. 5. Formas de onda de entrada e de saída do circuito da Fig. 4.

A ondulação da tensão de saída devida à carga, seguida da descarga do condensador, é conhecido como "ripple" ou **ondulação residual**, e o valor da amplitude da ondulação designa-se por **tensão residual** ou de "ripple" v_r. A amplitude da tensão residual V_r depende da relação entre o tempo de descarga do condensador (a constante de tempo do circuito de descarga é RC), e o período T do sinal de entrada:

$$V_r \approx V_P \frac{T}{2RC} . \qquad (1)$$

Para um dado sinal de entrada, de frequência constante, quanto maior for a constante de tempo τ=RC, menor será V_r, já que maior será $V_{c_{min}}$. Para uma dada frequência do sinal de entrada, a frequência de saída de rectificação de onda completa é o dobro da frequência de saída da rectificação de meia onda. Em resultado, a filtragem em um rectificador de onda completa é energeticamente mais favorável, pois o valor médio da tensão de saída é superior, uma vez que a ondulação residual é menor.

A razão entre o valor de amplitude da ondulação e o valor médio da tensão de saída, define o grau de ondulação F_r(=V_r/V_m), também conhecido como factor de "ripple". O grau de ondulação indica a maior ou menor aproximação da tensão de saída a uma tensão contínua. Define-se o factor de forma F_f de uma grandeza ondulatória como a razão entre o valor eficaz e o valor médio da ondulação. Na rectificação de onda completa sem rectificação obtém-se: F_r=0.48 e F_f=1.11 (F_r=1.21 e F_f=1.57, no caso de rectificação de meia onda).[28] Idealmente, o factor de "ripple" seria igual a zero (F_r=0), enquanto que o factor de forma seria igual a 1 (F_f=1).

Como veremos, mais tarde, há circuitos/componentes que necessitam de ser alimentados com duas fontes de alimentação de polaridade oposta, $\pm V_{CC}$. Na Fig. 6 representa-se o esquema de um circuito de rectificação de onda completa bipolar. Qualquer das duas fontes parciais, indicadas na Fig. 6, é de rectificação de onda completa.

[28] A tensão que temos vindo a usar corresponde a uma tensão monofásica. Contudo, a eficiência da rectificação aumenta se forem empregues sinais de entrada polifásicos (por exemplo, sinais trifásicos). A frequência da tensão monofásica em Portugal é igual a 50 Hz; o valor de pico da tensão (amplitude) é ~311 V (220 $\sqrt{2}$ V).

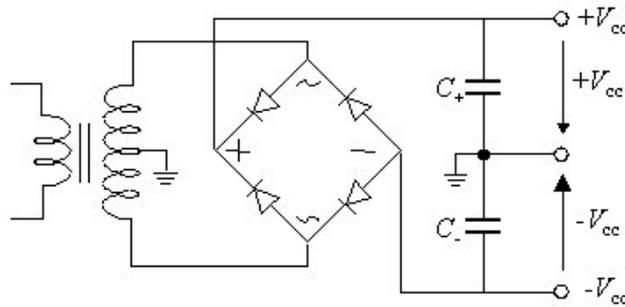



Fig. 6. Circuito rectificador bipolar.

Deve ter-se em atenção, ao dimensionar uma fonte deste tipo, é necessário não esquecer que quando um díodo não conduz fica sujeito a uma tensão inversa igual ao valor da tensão de pico. Convém, também, lembrar que, para além do valor da capacidade, é necessário conhecer a tensão máxima à qual o condensador pode estar sujeito, assim como o valor da corrente que o vai atravessar.

IV Estabilização

O valor da tensão de saída no circuito da Fig. 4 acompanha as variações do valor de pico da tensão de entrada, isto é, se o valor de pico da tensão alternada variar, o valor médio da tensão de saída segue essa variação, i.e., a variação da tensão alternada, essa variação é transmitida à tensão de saída. A tensão de saída depende, também, da carga, i.e., se se pedir corrente, a tensão diminui. Porém, há um sem número de equipamentos que não tolera variações na tensão contínua de alimentação, sendo necessário adicionar ao circuito rectificador com filtragem um bloco estabilizador. É corrente definir a **regulação** de uma fonte de tensão, como:

$$\text{Regulação} = (V_{0\text{vazio}} - V_{0\text{carga-máxima}})/V_{0\text{vazio}} \times 100\%. \qquad (2)$$

Pode-se definir, de modo inteiramente análogo, uma regulação para variações da tensão de entrada. É costume falar em **regulação de linha** e **regulação de carga**.

O díodo de Zener é um dispositivo capaz de manter uma diferença de potencial praticamente constante entre os seus terminais, ainda que varie sensivelmente a corrente que o atravessa, e é, muitas vezes, empregue na estabilização da tensão de saída do circuito rectificador. Um díodo Zener polarizado inversamente, de tensão de ruptura igual ao valor da tensão pretendida para a saída, é colocado, em série com uma resistência, entre aos terminais de saída do circuito rectificador com filtragem. A tensão *não regulada* deve ser superior à tensão de ruptura do díodo. É essencial que a corrente que percorre o díodo seja suficiente para o manter em regime de ruptura (ou avalanche).[29] Para tensões pequenas (poucos volts), é comum usar díodos rectificadores polarizados directamente, em série, até perfazer a tensão pretendida.

Contudo, existem circuitos integrados, contendo a ponte rectificadora, o circuito de filtragem e o elemento/bloco de estabilização, capazes de proporcionar uma tensão contínua regulável.

Antes de terminar este guia, convém fazer referência a um aspecto de ordem prática: quando desligamos uma fonte, se aos seus terminais não se encontrar ligada qualquer carga, os condensadores de filtragem permanecem carregados, o que pode ser perigoso para pessoas e equipamentos. É, por isso, conveniente

[29] O conhecimento da potência a dissipar no díodo Zener é fundamental para a escolha do díodo a utilizar.

colocar em paralelo com eles uma **resistência de sangria** de valor muito superior ao da carga habitual, a qual assegura a descarga do condensador ao fim de alguns segundos.

V Procedimento Experimental

Objectivo

Estudar detalhadamente alguns circuitos de aplicação de díodos.

Material

Gerador de sinais, díodos, resistências, condensadores e osciloscópio.

Atenção: Deverá registar as figuras observadas no osciloscópio.

A. Rectificação de Onda Completa.

a) Monte o circuito da Fig. 3, usando uma resistência da ordem de 1 kΩ e aplique à entrada uma tensão alternada sinusoidal de 5 V de amplitude e frequência 1 kHz. Observe o sinal aplicado no canal 1 do osciloscópio e a tensão aos terminais da resistência no canal dois do osciloscópio.
b) Ligue o circuito. Comute os dois canais para modo DC. Registe na folha de registo as formas de onda obtidas.
c) Observe, agora, apenas a tensão aos terminais da resistência no canal dois do osciloscópio.

Para poder visualizar correctamente no osciloscópio o sinal aos terminais da resistência, deve isolar o contacto de terra da ficha de alimentação do osciloscópio (ver painel traseiro), de forma a tornar as terras do aparelho flutuantes em relação à terra da fonte.

e) Explique, por palavras suas porque é que se deve isolar a terra do osciloscópio. Justifique, também, porque é que não se pode visualizar, simultaneamente, a entrada e a saída.
d) Descreva o funcionamento do circuito e justifique as formas de onda obtidas, tendo em conta que o díodo não é ideal, comparado-as com o que obteria se o díodo fosse ideal. Discuta as diferenças.

B. Detecção de Pico e Filtragem

a) Monte o circuito da Fig. 4 utilizando um potenciómetro de 100 kΩ (ajustar inicialmente para o seu valor máximo) e um condensador de 22 nF (código 223). Aplique à entrada uma tensão alternada sinusoidal de 4 V de amplitude e 4 V de valor médio (*offset*) e frequência 1 kHz. Antes de ligar o circuito meça e registe o valor da resistência do potenciómetro.
b) Ligue o circuito. Comute os dois canais para modo DC. Observe no osciloscópio e registe as formas de onda da entrada e da saída. Para medir bem o valor da tensão de ondulação de saída, coloque o canal em que está a observar a saída em acoplamento AC e altere a escala de tempo de modo a ter maior precisão.
c) Explique as diferenças entre o gráfico obtido experimentalmente e o gráfico da Fig. 5.
d) Meça durante quanto tempo (t') em cada período o condensador está em descarga.
e) Indique a expressão matemática que descreve a tensão de descarga do condensador $v_C(t)$. Tenha em

atenção o valor de tensão com que o condensador inicia a descarga. Qual seria a diferença na expressão se considerássemos o díodo ideal?

f) Verifique que $v_C(t')$ é igual à tensão em que a descarga se interrompe e v_C volta a acompanhar v_i. Procure justificar as pequenas diferenças, eventualmente existentes, entre o valor teórico $v_C(t')$ e o valor obtido na prática.

g) Reduza o valor da resistência de modo a obter uma variação visível da tensão de ondulação. Meça o valor da resistência (desligando-a do circuito).

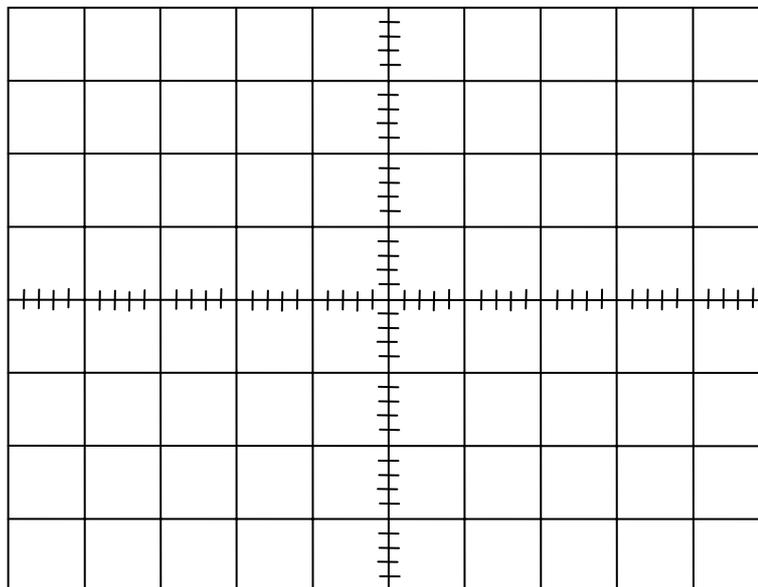
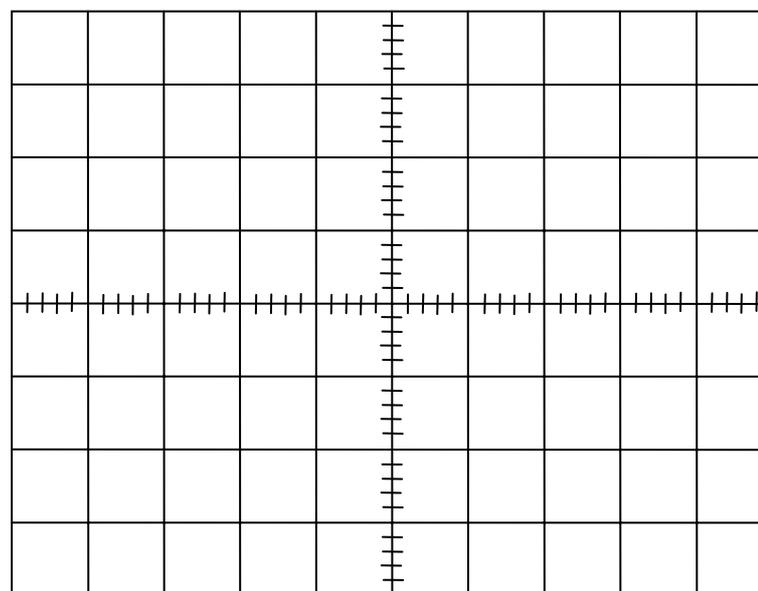
h) Repita os procedimentos b) a f), usando agora o potenciómetro com o valor da resistência medida na alínea a).

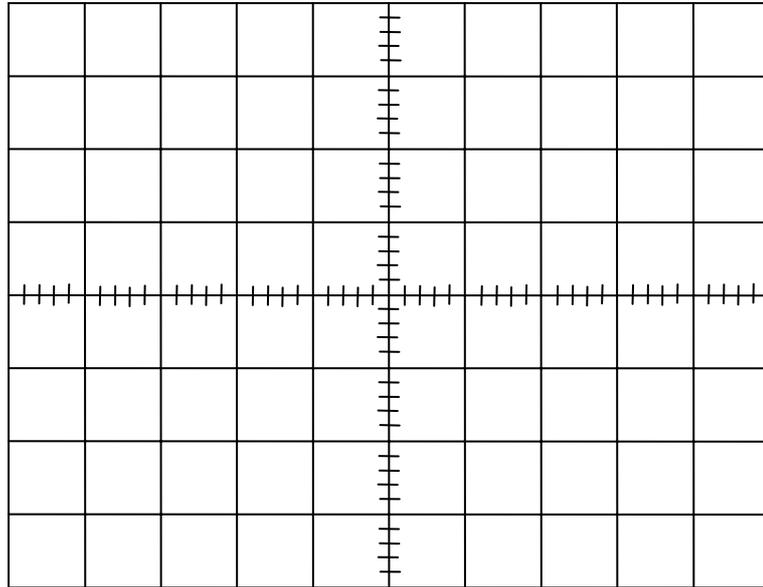
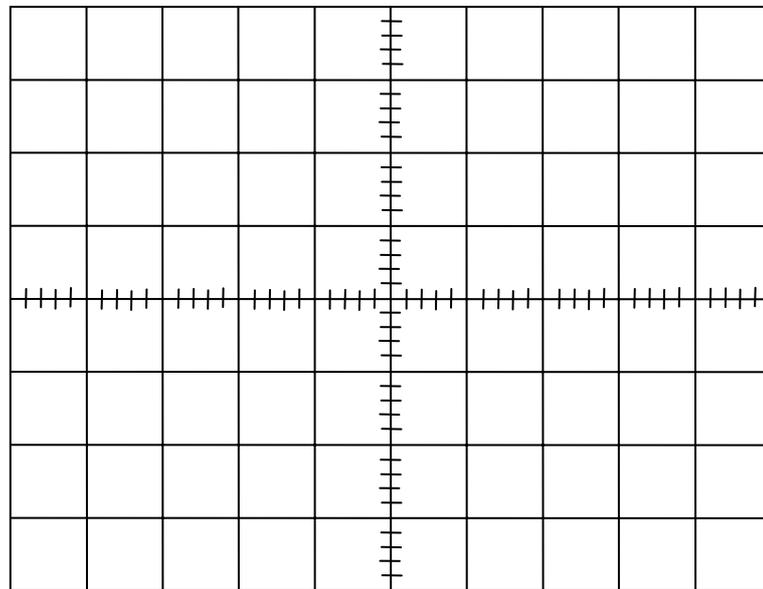
Bibliografia

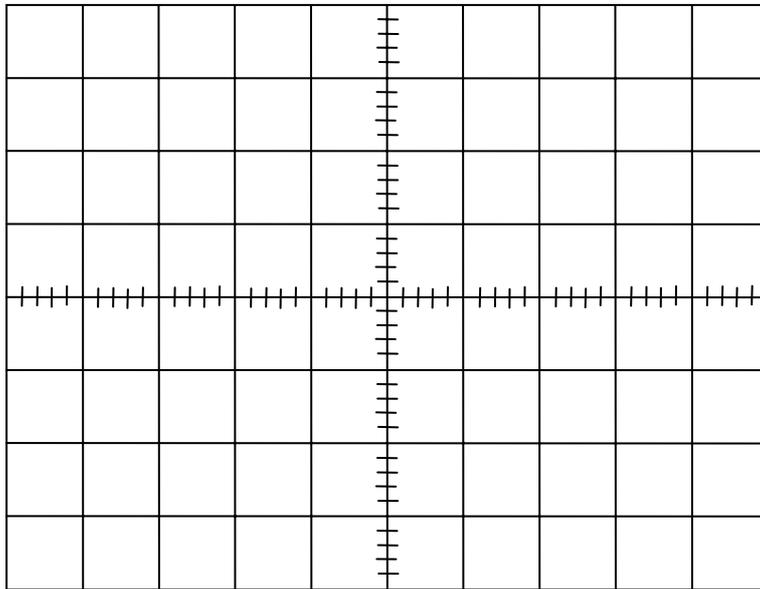
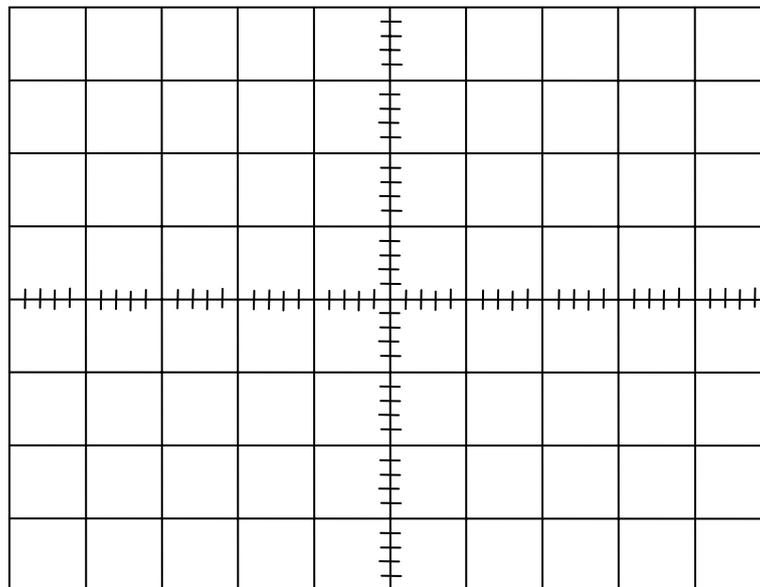
Microelectronic Circuits, Section 3.6 (*Rectifier Circuits*), 3ª Edição, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.
Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.
Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

Circuitos de Rectificação e de Detecção de Pico.

Folha de registo de dados.

A1. Rectificação de meia onda

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

A2. Rectificação de Onda Completa

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

B. Detecção de Pico e Filtragem

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Traçado das Curvas Características de um Transístor Bipolar.

Um transístor[30] é um tríodo[31] de cristal semicondutor muito utilizado em electrónica, geralmente de silício, capaz de amplificar, detectar, modular, etc., isto é, de efectuar funções semelhantes às das válvulas termiónicas (contudo, de forma muito mais eficiente). O princípio básico de funcionamento de um transístor reside no facto de uma diferença de potencial (tensão) aplicada entre dois dos seus terminais poder controlar o fluxo de corrente no terceiro terminal. Por exemplo, o sinal de controlo pode induzir, no terceiro terminal, um sinal idêntico ao sinal aplicado, mas de amplitude significativamente superior, actuando o dispositivo como **amplificador**. A potência do sinal no terceiro terminal é, em geral, maior à do sinal aplicado, sendo o acréscimo de potência fornecido pela(s) fonte(s) de cc. Devido à capacidade de converter a energia de uma fonte de cc em energia na forma de um sinal alternado, o transístor é considerado um **elemento activo**.[32] Pode, também, fazer variar a corrente no terceiro terminal, de zero a um valor significativamente elevado ou o inverso, permitindo ao dispositivo actuar como um **interruptor**/**comutador**. O interruptor/comutador é o elemento básico dos circuitos digitais.

O transístor resultou dos desenvolvimentos na investigação das propriedades fundamentais dos semicondutores, nomeadamente das propriedades de superfícies de germânio com contactos metálicos rectificadores, realizados por J. Bardeen, W. Brattain e W. Schockley, em 1947 nos laboratórios da Bell Telephone, EUA). Nesses estudos, eles observaram que a corrente na junção semicondutor-metal variava, quando uma outra corrente percorria uma segunda junção semicondutor-metal, próxima da primeira. Contudo, este transístor de ponto de contacto era pouco eficiente: era bastante frágil; os contactos degradavam-se em contacto com o ar; apresentava elevados níveis de ruído interno. O passo fundamental ocorreu em 1948, quando W. Schockley publicou um trabalho propondo a estrutura do transístor de junção. A partir de então muitos laboratórios desenvolveram técnicas industriais de fabricação e de estudo de transístores, permitindo a sua comercialização na década de cinquenta.

Existem três tipos básicos de transístores: os bipolares, os FET (“field-effect transístor”, transístores de efeito de campo), e os MOS (“metal-oxide-semiconductor”). Eles diferem entre si nos processos de construção e nos fenómenos físicos envolvidos. O bipolar é o mais importante do ponto de vista histórico, embora continue a ser muito usado nos dias de hoje. Os FETs e os MOS são muito importantes em electrónica integrada de alta densidade. O adjectivo **bipolar** resulta da acção conjunta dos portadores maioritários e minoritários no funcionamento do transístor. As características dos transístores FET e MOS dependem unicamente do comportamento dos portadores de carga maioritários, electrões ou vazios, sendo designados de **unipolares**. Os microprocessadores e as memórias dos computadores são baseados na combinação de milhões de transístores MOS, numa única pastilha de silício. Neste trabalho é analisado o transístor bipolar de junção (BJT, “bipolar junction transístor”).

---

[30] Do inglês, redução de *trans*[*fer*]-[*res*]*istor*, “que transmite sinais eléctricos por meio de uma resistência”.
[31] Do grego *treis*, “três” +*odós*, “caminho”, i.e., dispositivo de três terminais.
[32] Comparar com o díodo.

I Introdução

Um transístor bipolar de junção é constituído por duas junções *p-n* formadas num mesmo cristal semicondutor (rever guião do 2º trabalho) *ligadas* em série. Nestes transístores, ambos os portadores de carga, electrões e lacunas, participam na corrente eléctrica (dai o nome bipolar). As duas junções *p-n* podem ser implementadas em duas configurações diferentes, originando dois tipos de transístores bipolares: os transístores *npn* e *pnp*. O transístor *npn* (*pnp*) é obtido, por exemplo, criando num cristal semicondutor tipo p^+, primeiro uma região de tipo *n* (*p*) e nesta, uma camada relativamente estreita de semicondutor tipo *p* (*n*), designada **base**, e outra região do tipo *n* (*p*), mas, mais fortemente dopada, n^+ (p^+), Fig. 1. As camadas laterais separadas pela base são designadas **emissor** e **colector**.[33] Tipicamente, os níveis de dopagens do emissor, da base e do colector são da ordem de 10^{20}, 10^{18} e 10^{16} cm^{-3}, respectivamente.

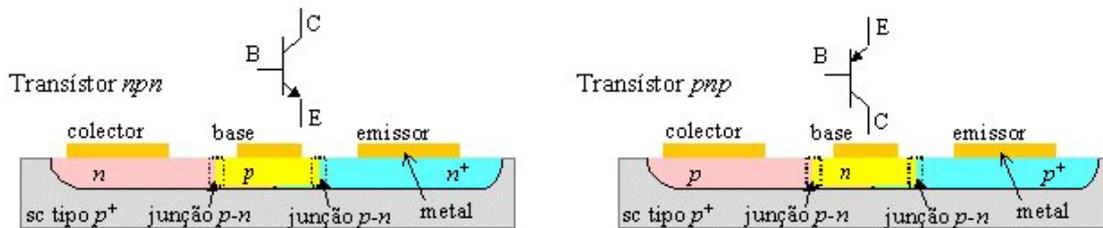



Fig. 1. Representação esquemática da estrutura dos transístores bipolares *npn* e *pnp*. São também indicados os respectivos símbolos. Como no caso do díodo, as setas, no terminal emissor, indicam o sentido convencional da corrente entre a base e o emissor, e o emissor e a base. Ter em conta que o fluxo de electrões é no sentido oposto.

No transístor *npn*, existem junções *p-n* entre a base e o emissor (junção emissora) e a base e o colector (junção colectora); no transístor *pnp*, as junções *p-n* são formadas entre o colector e a base e entre o emissor e a base. Na Fig.2, são apresentadas, de forma esquemática, a estruturas dos dois transístores bipolares.

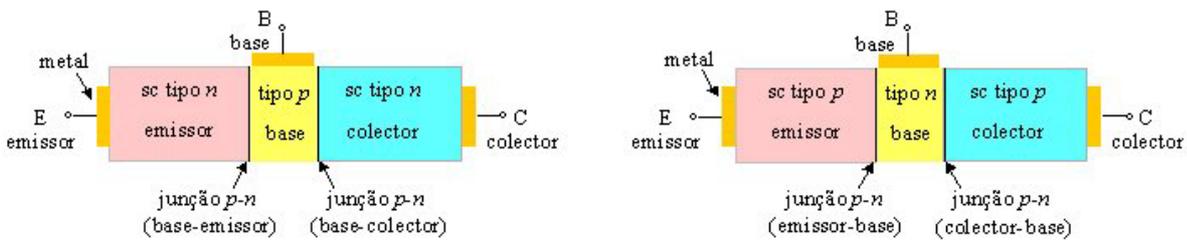



Fig. 2. Esquemas simplificados dos transístores bipolares *npn* e *pnp*.

Os materiais mais usados são o silício e o germânio. No entanto, e em geral, o silício é preferível ao germânio, essencialmente, porque possibilita a operação a temperaturas mais elevadas (até 175 ^{0}C; para transístores de germânio a temperatura máxima de operação é inferior a 100 ^{0}C), bem como, menores correntes de fuga. Os transístores *npn* em silício são os mais comuns, porque os electrões possuem mobilidade superior à das lacunas, sendo, portanto, mais rápidos. Além de que, estes transístores são mais adequados à produção em massa. Há, contudo, situações em que é necessário utilizar os dois tipos de transístores bipolares.

[33] No transístor encapsulado, em geral, não existe qualquer diferença externa entre os dois tipos. É necessário consultar a folha de dados do fabricante para saber de que tipo se trata, e fazer a identificação dos terminais.

II Modos de Operação de um Transístores Bipolares

Num circuito, o transístor *npn* pode ser operar em três regimes: **modo activo** ou **linear**, em **saturação**, em **corte** e no **modo activo inverso**. Cada estado de funcionamento do transístor é função do tipo de da polarização, directa ou inversa, em cada uma das junções *p-n*. Em corte, ambas as junções estão polarizadas inversamente; na região linear ou activa, a junção BE está polarizada directamente, enquanto que a junção BC está polarizada inversamente; em saturação, ambas as junções estão polarizadas directamente; em modo inverso, a junção BE está polarizada inversamente e a junção BE está polarizada directamente.

Funcionamento em modo activo ou linear

Dada a semelhança entre os dois transístores, analisar-se-á apenas o transístor bipolar *npn*. As considerações são válidas, com as devidas adaptações, para transístores *pnp* (as alterações são, basicamente, a inversão dos sentidos das correntes e da polaridade das tensões entre as junções).

Os fluxos de carga num transístor *npn* em regime linear (junção base-emissor polarizada directamente, e a junção base-colector polarizada inversamente) são ilustrados na Fig. 3. As componentes da corrente devidas à difusão dos portadores minoritários, gerados termicamente, não são consideradas porque, em geral, são muito pequenas. Duas fontes externas (representadas como baterias) são usadas para estabelecer as polarizações requeridas para funcionamento em modo activo. A tensão V_{BE} faz com que a região *p* (base) esteja a um potencial superior ao da região *n* emissora, polarizando directamente a junção BE. A tensão colector-base V_{CB}, leva a que a região *p* (base) apresente um potencial inferior ao da região *n* colectora, polarizando a junção BC inversamente.

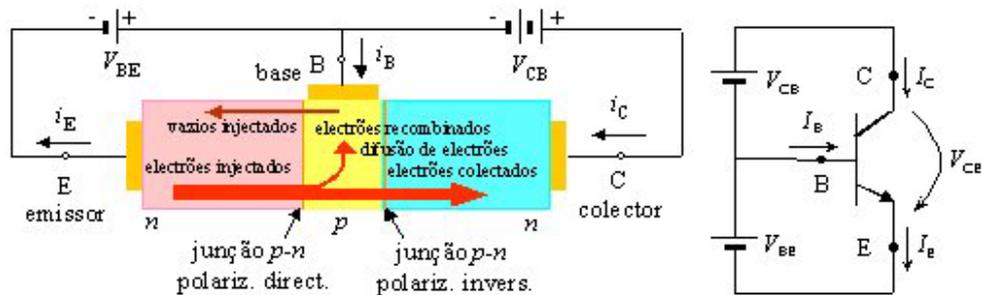



Fig. 3. Fluxo de corrente num transístor *npn* operando em modo activo/linear. (As componentes da corrente devidas à difusão dos portadores minoritários, gerados termicamente, não são representadas.)

Em geral, num transístor bipolar *npn*, a região emissora é fortemente dopada com elementos dadores (do grupo V da tabela periódica), existindo, portanto, um grande número de electrões fracamente ligados à estrutura cristalina e, daí, com grande mobilidade. (É importante ter sempre presente que o material semicondutor, intrínseco ou dopado com elementos dadores ou aceitadores, é electricamente neutro). Sendo a junção base-emissor polarizada directamente, a barreira de potencial na zona de depleção correspondente – ver notas sobre os díodos – é reduzida (para um valor que depende da tensão de polarização directa aplicada à junção), o que permite que, por difusão, parte dos electrões do emissor passem para a base (ao mesmo tempo, parte das lacunas da base também se difunde para o emissor, no entanto, como o material semicondutor da base é, normalmente, mais fracamente dopado, cerca de duas ordens de grandeza inferior ao nível de dopagem do emissor, a corrente de lacunas pode ser ignorada numa primeira aproximação).

A difusão de electrões do emissor para a base torna o emissor, momentaneamente, positivo, o que atrai electrões do circuito exterior (entenda-se, das fontes de alimentação), originando-se assim a corrente de electrões I_E (ver Fig. 3; o sentido convencional da corrente eléctrica é oposto ao do movimento dos electrões). Estando a junção base-colector polarizada inversamente, aumenta a altura da barreira de potencial, o que diminui a probabilidade de difusão das lacunas da base para o colector e dos electrões do colector para a base. No entanto, para os electrões existentes na base provenientes do emissor e que por difusão se vão aproximando da junção BC, esta barreira tem como efeito promover a passagem dos electrões da base para colector. Uma vez no colector, este torna-se electricamente negativo, o que origina forças eléctricas que transferem o excesso de carga negativa (electrões) para o circuito exterior, isto é, para a fonte de alimentação V_{CB}, donde resulta a corrente de colector, I_C, sendo mantida a neutralidade eléctrica do material semicondutor que forma o colector (claro está que estes processos físicos têm as suas escalas temporais próprias, as quais são, no entanto, extremamente curtas – da ordem de ns).

No seu percurso, do emissor para o colector, os electrões atravessam o material semicondutor da base, o qual é do tipo *p* e onde a concentração de lacunas é apreciável, embora substancialmente inferior à concentração de electrões vindos do emissor. Os átomos aceitadores existentes na base têm tendência a captar electrões livres, de forma a preencherem as lacunas existentes na ligação covalente – este processo é designado de recombinação electrão-lacuna/vazio. Os electrão capturados pelas impurezas aceitadoras perdem a sua mobilidade, deixando de contribuir para a corrente eléctrica. Em consequência, a base torna-se, momentaneamente, negativa. (Convém realçar que, devido à diferença significativa na concentração de lacunas e electrões na base, apenas uma reduzidíssima fracção dos electrões difundidos da base é retirada da circulação, não sendo transferidos para o colector.) As forças eléctricas repulsivas induzidas pela quebra de neutralidade, momentânea, na região da base, fazem com que por cada vazio perdido por recombinação, um novo vazio seja criado, levando a que um electrão existente na região da base seja fornecido ao circuito exterior (i.e., à fonte de alimentação V_{BE}), originando a corrente de base I_B, sendo assegurada a neutralidade. Quando comparada com a corrente I_E, a corrente I_B tem um valor muito inferior, por que:

i) a espessura da base é muito pequena quando comparada com a do emissor ou do colector (tipicamente da ordem de um micrómetro), o que faz com que o tempo necessário aos electrões para atravessar a base, no seu percurso do emissor para o colector, seja pequeno, e, portanto, a probabilidade de recombinação do electrões com as lacunas é reduzida;

ii) em geral, a dopagem do material semicondutor da base é substancialmente menor, resultando numa concentração de lacunas é baixa, o que, também, reduz o número de recombinações electrão-lacuna. É importante referir, contudo, que quanto maior for o número de electrões difundidos do emissor para a base, maior será o número de recombinações na base, e maior será o número de electrões fornecidos ao circuito exterior pelo terminal da base desta, isto é, maior será I_B.

Do circuito da Fig. 3, considerando as correntes e as tensões indicadas na figura, e das leis de Kirchhoff resulta:

$$I_E = I_C + I_B \quad (1)$$

$$V_{BE} + V_{CB} - V_{CE} = 0. \quad (2)$$

Tendo em conta as considerações acima, I_B<<I_E, resultando, $I_C \approx I_E$. Quantitativamente, verifica-se uma relação, quase, de proporcionalidade entre a corrente do colector I_C e a corrente de base I_B:

$$I_C=\beta I_B. \qquad (3)$$

Das Eqs. (1) e (3), resulta que: $I_E=(\beta+1)I_B$ ou $I_C=\alpha I_E$, onde $\alpha=\beta/(\beta+1)$. β é designado **ganho em corrente na montagem emissor comum**. Notar que a pequenas variações em α correspondem grandes variações em β, o que se manifesta fisicamente, com o facto de que transístores do mesmo tipo possuem diferentes valores de β. α representa o **ganho em corrente na montagem base comum**.

A **dependência linear** entre a corrente de base I_B e a corrente de colector I_C caracteriza o transístor no modo activo (por isso sendo também designado como modo linear), e é apenas aproximada. A difusão de electrões do emissor para a base depende da concentração de electrões nesta e da junção base-emissor estar mais ou menos fortemente polarizada directamente, o que depende da diferença de potencial entre os terminais da junção BE. Em polarização directa, a corrente que percorre uma junção *p-n* BE varia exponencialmente com a diferença de potencial V_{BE} (ver notas sobre díodos). Num transístor de silício, a corrente torna-se significativa quando a tensão aos terminais da junção BE é aproximadamente 0.7 V (que corresponde à altura da barreira de potencial V_{D0} em equilíbrio). Na análise de circuitos com transístores bipolares de silício considera-se a diferença de potencial (ou queda de tensão) na junção BE é igual a 0.7 V, quando em condução. E, como foi referido anteriormente, no modo activo, a corrente de colector I_C não depende directamente da tensão entre os terminais colector e base V_{CB}, e os terminais colector e emissor V_{CE}.

Da análise da relação (3) conclui-se que o transístor, no modo activo, é intrinsecamente um amplificador de corrente com ganho β (o valor de β varia de transístor para transístor; à temperatura ambiente, 200 é um valor típico). No entanto, pode também ser configurado para actuar como um amplificador de tensão (convém lembrar que, usando a lei de Ohm, uma variação de corrente pode ser transformada numa variação de tensão).

Em resumo, o modelo de funcionamento linear de um transístor baseia-se nas seguintes aproximações:

- a corrente de colector I_C é proporcional à corrente de base I_B, quando o transístor se encontra afastado das zonas de corte (I_C=0) e de saturação (I_C é limitada pelos elementos externos);
- a tensão entre a base e o emissor, V_{BE}, é constante quando em condução (esta junção comporta-se como um díodo que, nesta aproximação, corresponde a um díodo ideal em série com uma fonte de tensão – ver guião do primeiro trabalho do díodo).

Funcionamento em Corte

Neste modo de operação, ambas as junções, base-emissor e base-colector, estão polarizadas inversamente. Isto é, o transístor está em corte quando a tensão entre a base e o emissor é inferior à tensão de franca condução da junção BE. Para transístores de silício isso significa que V_{BE}<0.7 V e V_{BC}<0.7 V (Fig. 3). Em consequência, os fluxos de carga através das junções são nulos e o transístor comporta-se como **circuito aberto** entre a base, o emissor e o colector. Neste caso, todas as correntes (de base, de emissor e de colector) são nulas.

Funcionamento em Saturação

Em saturação, as junções base-emissor e base-colector estão polarizadas directamente (e de forma acentuada), i.e., as barreiras de potencial nas junções BE e BC, que se opõem à difusão dos portadores de carga entre as várias regiões, são atenuadas ou mesmo eliminadas. Nesta situação, os portadores de carga maioritários em cada uma das camadas (emissor, base, colector) têm tendência, por difusão, a deslocarem-se livremente para a(s) camada(s) adjacente(s). Este processo altera, nas camadas do transístor, a condição de neutralidade eléctrica, a qual é rapidamente reposta pelas correntes eléctricas (I_E, I_B, I_C) provenientes das secções do circuito exterior ligadas aos terminais do transístores. Como os níveis de dopagem são, em geral, bastante elevados, as correstes são limitadas pelas resistências do circuito exterior. E como a concentração de portadores livres no emissor (electrões) é muito superior à concentração de portadores livres na base (lacunas) e no colector (electrões), a corrente de difusão predominante é a corrente de electrões do emissor para o colector, i.e., no modo saturado, $I_B \approx I_E$.

Como mencionado atrás, em saturação, as barreiras de potencial nas junções são, praticamente inexistentes, sendo razoável admitir que a tensão entre o colector e o emissor, V_{CE}, é aproximadamente nula. Para transístores de silício, uma junção em franca condução, i.e., fortemente polarizada directamente, apresenta a uma diferença de potencial de, aproximadamente, 0.7 V. Assim, no modo de saturação, o potencial da base é 0.7 V, superior ao do emissor e ao do colector, o que implica uma diferença de potencial, entre o colector e a base, aproximadamente, nula, i.e., em saturação, o transístor funciona como um **curto-circuito** entre o colector e o emissor. Na realidade, devido à resistência óhmica do material semicondutor, e para o silício, $V_{CE} \approx 0.2$ V.

Em resumo, no modo de saturação, é praticamente inexistente o controle da corrente do emissor por parte da corrente de base, uma vez que a barreira de potencial entre a junção base-emissor, praticamente, deixa de existir. O que contrasta com a operação no modo linear, no qual a altura da barreira de potencial e, por consequência, o movimento de electrões do emissor para a base, é controlado pelo potencial aplicado à base. Uma vez na base, e ignorando o efeito do processo de recombinação, os electrões deslocam-se por difusão para a região fronteira da junção base-colector, atravessando-a para o colector por arrastamento devido ao maior potencial no colector.

III Curvas Características do Transístor *npn*

O transístor bipolar, em geral, é usado numa das configurações seguintes: **emissor comum**, **base comum** ou **colector comum**. O termo **comum** indica que o emissor, a base ou o colector, respectivamente, estão ligados directamente ou via outro componente, normalmente uma resistência, ao comum do circuito.

Curvas características do transístor

As equações que descrevem as correntes no transístor, equações de Ebers-Moll (não apresentadas neste guião), mostram que o transístor pode ser caracterizado por apenas quatro parâmetros. Estes são, em geral, fornecidos pelo fabricante, podendo, contudo, ser facilmente medidos em laboratório. As características

corrente-tensão (que não são mais do que a representação gráfica das equações de Ebers-Moll) são, também, fornecidas pelo fabricante.

A Fig. 4 mostra a curva i_C-i_{BE}, que é uma relação exponencial:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

(idêntica à do díodo). Uma vez que a constante na exponencial, $1/V_T$, é grande (≈40), a curva sobe muito rapidamente. Para tensões v_{BE} inferior a cerca de 0.5 V, a corrente é bastante pequena. Contudo, no intervalo de uso *normal* de corrente, a tensão v_{BE} situa-se no intervalo 0.6 a 0.8 V. Em análises de primeira ordem, em geral, assume-se v_{BE}=0.7 V. As características i_E-v_{BE} e i_B-v_{BE} são também exponenciais, embora em diferentes escalas.

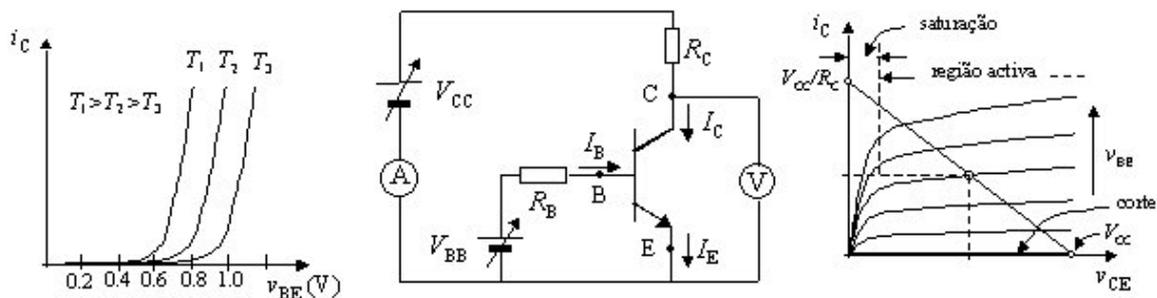



Fig. 4. Curvas características de um transístor bipolar *npn*.

Quando o transístor é usado na configuração de emissor comum, Fig. 4, é importante conhecer a característica $i_C(v_{CE})$, tendo a corrente de base I_B como parâmetro. Para se traçar a curva característica $i_C(v_{CE}; I_B)$ de um transístor, Fig. 4, fixa-se o valor de I_B (por escolha de V_{BB} e R_B), e o valor de R_C, e varia-se V_{CC}, partindo de zero. Alterando R_B ou V_{BB}, obtêm-se outros valores de I_B, podendo traçar-se novas curvas $i_C(v_{CE})$, se se variar V_{CC} novamente.

O gráfico $i_C(v_{CE}; I_B)$ permite determinar **o ponto de funcionamento do transístor**, conforme se pode ver na Fig. 4. Como exemplo, seja V_{CC} igual a 6 V e R_C=200 Ω [estes parâmetros definem a *recta de carga do circuito* – ver guião do trabalho de díodos – que possui declive $-1/R_C$, e passa pelos pontos (V_{CE}=0, $I_C=V_{CC}/R_C$) e ($V_{CE}=V_{CC}$, I_C=0), ou (0 V, 30 mA) e (6 V, 0 mA) do gráfico. Variando V_{CC}, a recta de carga deslocar-se-á paralela a si própria, e o ponto de funcionamento deslocar-se-á na curva $i_C(v_{CE}; I_B)$ respeitante ao valor de i_B fixado.

Para se obter a corrente de base I_B necessária para que V_{CE} seja igual a um valor previamente escolhido (por exemplo, 3 V), traça-se a recta vertical passando por V_{CE}=3 V, obtendo-se o valor de I_B correspondente. Alternativamente, se conhecido I_B (pré-determinado), obtém-se o valor de V_{CE} a partir da abcissa do ponto de cruzamento da recta de carga com a curva correspondente ao valor de I_B (pré-determinado).

Se se variar V_{BB}, a corrente de base I_B altera-se, e o ponto de funcionamento desloca-se na recta de carga, obtendo-se novo valor de I_C.

As diversas curvas *I-V* são características de cada tipo de transístor e são fornecidas pelo fabricante. Na verdade, elas representam valores médios, as características variam um pouco de componente para componente, mesmo sendo do mesmo tipo. As características dos transístores também variam com a temperatura, sendo comum encontrar curvas a diferentes temperaturas.

IV Circuito com Transístor Bipolar em Montagem Emissor Comum

Como a resposta de um transístor é altamente não-linear, o **ponto de operação** ou de **funcionamento**, cujos parâmetros são as correntes e as tensões em regime contínuo, é, em geral, determinado (de forma análoga ao do díodo) usando o método gráfico.

A Fig. 5 ilustra um transístor *npn* na configuração emissor comum, que é a mais frequentemente utilizada, com o circuito de polarização.

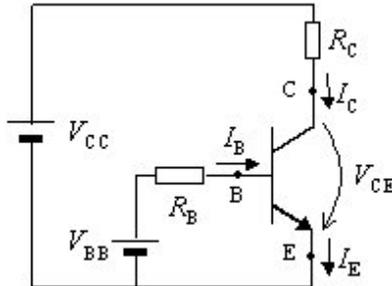



Fig. 5. Configuração em emissor comum.

Como a resistência da junção BE é muito pequena, a corrente de base é dada por: $I_B = (V_{BB} - V_{BE})/R_B$. Para determinar a corrente de colector I_C, utiliza-se a curva correspondente ao valor da corrente I_B nas características *I-V* de emissor comum, como as da Fig. 4.

A equação da malha do colector é:

$V_{CC} - R_C I_C - V_{CE}(I_C, I_B) = 0$ (malha colector-emissor).

Esta equação é representada no plano $I_C - V_{CE}$ por uma recta, a recta de carga, Fig.4. Para obter I_C basta obter os pontos de intersecção com os eixos I_C e V_{CE}., a I_C corrente corresponde à intersecção da recta de carga com a curva $I_C(V_{CE}; I_B)$ do transístor. As outras equações das malhas são:

$V_B - R_B I_B - V_{BE} = 0$ (malha base-emissor)

$I_E = I_B + I_C$ ("nodo transístor")

Dependendo da região na característica $I_C - V_{CE}$ onde o ponto de funcionamento está situado, bem como a forma e a amplitude de variação do sinal aplicado ao terminal base, o transístor pode desempenhar diferentes funções: actuar como um **amplificador** ou como um elemento **inversor**. Como veremos no próximo trabalho, para funcionar como bom amplificador é necessário que o ponto de operação permaneça sempre na região activa do transístor, Fig. 4.

A solução também pode obter-se, embora de forma aproximada [trabalhando analiticamente estas equações, e assumindo $I_C = \beta I_B$ (ganho em corrente do transístor)], determinando I_B, I_C, I_E e V_{CE}:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B = (\beta + 1) \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad (4)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - R_C \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

Como referido anteriormente, estas equações só são válidas quando o transístor está a funcionar na região linear, i.e., o seu ponto de funcionamento está afastado das zonas de corte e de saturação.

Bibliografia

Física de Materiais e Dispositivos Electrónicos, Sérgio M. Rezende, Editora da Universidade Federal de Pernambuco, Brasil, 1996.
Physics of Semiconductor Devices, S. M. Sze, John-Wiley, London 1981.
Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.
Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.
Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

VI Procedimento Experimental

Objectivo

Traçar as curvas características de um transístor bipolar.

Material

Fontes de tensão contínuas variáveis, gerador de sinais, transístores, resistências, osciloscópio e multímetros.

A. Traçado das curvas características $I_C(V_{CE}; I_B)$ de um transístor bipolar

1. Monte o circuito da Fig. 6. Use o transístor BC107 (ou BC109), duas fontes de tensão (uma dc de 5 V para V_{BB}, e uma tensão variável para V_{CC}, 0-15 V).

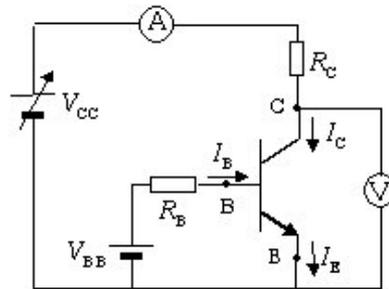
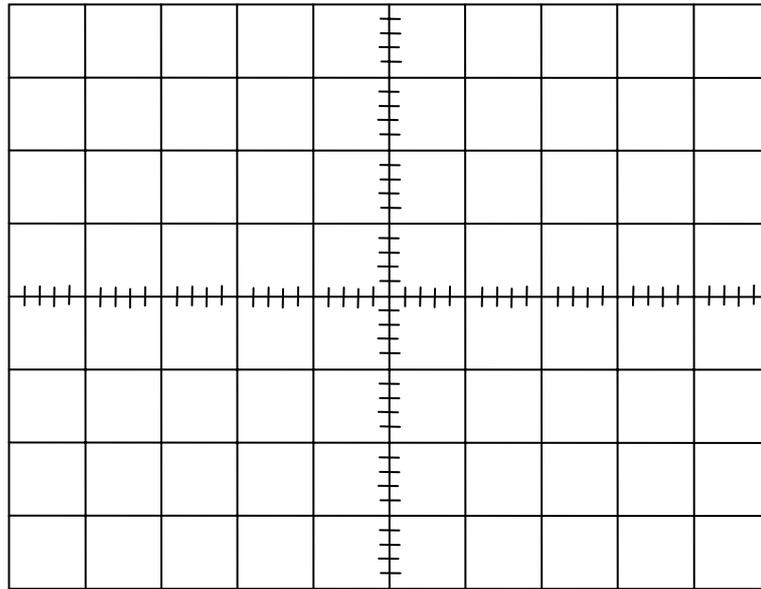
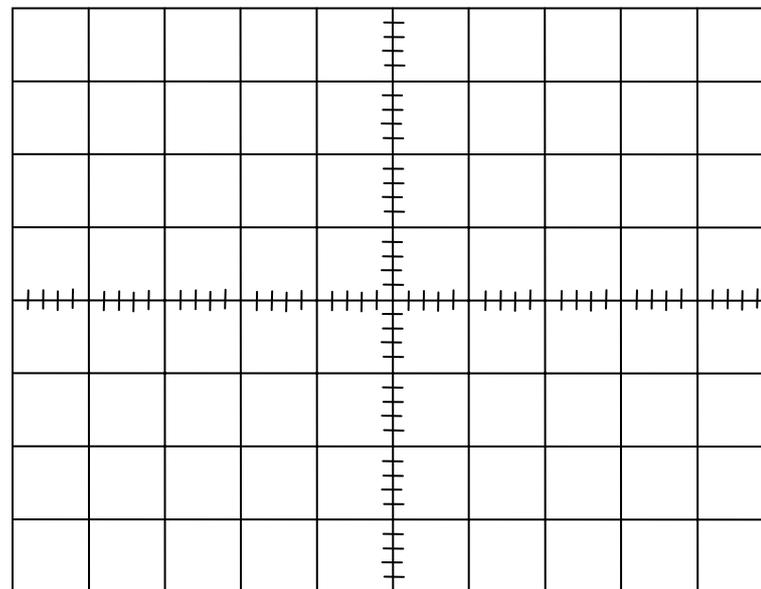



Fig. 6. Circuito empregue para traçar as curvas características $I_C(V_{CE}; I_B)$ de um transístor bipolar.

2. Determine os valores mínimos para resistências R_B e R_C (estes correspondem aos valores que, associados ao valor máximo das tensões das fontes de tensão, garantem que I_B e I_C são sempre inferiores aos máximos admissíveis para o transístor - $I_{BT,max}$= 100 mA; $I_{CT,max}$=100 mA - que nunca devem ser atingidos). Como sugestão, tome I_B igual a 5 µA, 10 µA, 20 µA, 40 µA e 80 µA. Para cada valor I_B use para R_B um valor ligeiramente superior ao calculado. Este cuidado impede que, inadvertidamente, seja ultrapassado o valor máximo da corrente I_B permitido. Calcule R_C tal que, no limite, o valor de I_C máximo no circuito $I_{C,max}$(=$I_{C,sat}$) não corresponda a mais de 50% de $I_{CT,max}$ permitido para o transístor.
3. Para cada valor de I_B, meça, simultaneamente, I_C, V_{CE}, e V_{CC}, para, por exemplo, os seguintes valores de tensão da fonte V_{CC}: 0, 1, 2, 3, ..., 15 V. Use o osciloscópio para medir V_{CE} e V_{CC}.
4. Repita sucessivamente os pontos 2 e 3 para outros valores do parâmetro I_B.
5. Trace num mesmo gráfico as características $I_C(V_{CE}; I_B)$.
6. A partir dos valores medidos, determine o ganho em corrente do transístor.

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Circuito Amplificador com um Transístor Bipolar.

Os sinais eléctricos provenientes de transdutores e sensores, em geral, são de pequena amplitude, e, portanto, insuficiente, muitas vezes, para excitar directamente a grande maioria dos sistemas electrónicos. Por exemplo, o sinal gerado pela cabeça magnética de leitura de uma aparelhagem de som é da ordem de 200 mV, apresentando o sistema de captação uma resistência de saída da ordem de 50 kΩ. Se este sinal for aplicado directamente a um altifalante, não produzirá qualquer efeito sonoro. Torna-se necessário, pois, intercalar entre o transdutor e o elemento de saída, uma ou várias etapas que amplifiquem o sinal detectado, sem o deformar. O Objectivo deste trabalho é implementar um amplificador de sinal com componente contínua nula (amplificador de ca) utilizando um transístor bipolar.

I Amplificação

A importância da electrónica resulta do facto de poder manipular sinais eléctricos, em especial, a capacidade de amplificar sinais, de forma a permitir manipular e/ou enviar de informação a longas distâncias. Até ao advento do transístor, as válvulas de vácuo (tríodo, pêntodo, etc.) eram os elementos mais usados.[34] A possibilidade de implementar vários elementos numa pastilha de silício – circuito integrado[35] - permitiu o desenvolvimento de componentes amplificadores de grande fiabilidade.

Em termos físicos, a amplificação corresponde à multiplicação do sinal a amplificar por uma constante real superior à unidade. Se o processo físico corresponder à multiplicação por uma grandeza complexa, o sinal amplificador é distorcido ou deformado. Quando a amplitude do sinal final é inferior à do sinal inicial, o sistema actua como um **atenuador**.

A Fig. 1 representa de forma esquemática um (circuito) amplificador: um amplificador A com o correspondente equivalente de Thévenin do transdutor e uma resistência de carga aos terminais da qual é aplicado o sinal amplificado.

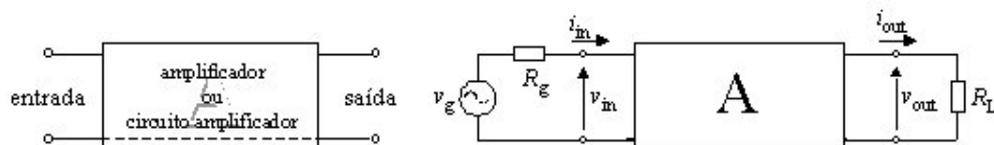



Fig. 1. Representação simbólica de um amplificador ou circuito amplificador. Circuito amplificador completo.

O **ganho do amplificador** (em **tensão**, em **corrente**, ou em **potência**) corresponde à razão entre a amplitude (tensão/corrente/potência) do sinal final e a amplitude (tensão/corrente/potência) do sinal inicial. É comum expressar os ganhos em decibel (dB).

Além dos ganhos, é necessário ter em conta o valor das resistências de entrada e de saída. A resistência de entrada R_{in} é determinada com a carga R_L ligada: $R_{in}=v_{in}/i_{in}$. A resistência de saída R_{out} é obtida com a

[34] O uso de válvulas de vácuo está hoje reservado à amplificação de sinais de grande potência ou em amplificadores áudio de grande precisão.

[35] Um circuito integrado é um elemento electrónico formado numa pequena porção de material semicondutor, que inclui vários componentes *elementares* (resistência, condensadores, díodos, e transístores; as bobines são de difícil implementação em materiais semicondutores), bem como as respectivas ligações.

resistência de carga desligada e a fonte equivalente de Thévenin v_g da entrada substituída por um curto-circuito: $R_{out}=v_{out}/i_{out}$.

Duas grandezas de grande importância, em determinados tipos de amplificadores e alguns circuitos realimentados, são a transcondutância e a transresistência. A primeira corresponde à razão entre a corrente de saída e a tensão de entrada: $G_m=i_{out}/v_{in}$ (unidade SI, siemens S). A transresistência define-se como a razão entre a tensão de saída e a corrente de entrada: $R_m=v_{out}/i_{in}$ (unidade SI ohm, símbolo Ω). Estas duas grandezas são muitas vezes tratadas como representando ganhos, ainda que não correspondam a razões entre duas tensões ou duas correntes. Como já foi referido, a finalidade de um circuito amplificador é fornecer à saída um sinal eléctrico de maior amplitude que o aplicado à entrada, *mas proporcional a este*. Consoante a natureza dos sinais de entrada e de saída, um amplificador poder ser de tensão, de corrente, de transcondutância ou de transresistência.

Muitas vezes o sinal amplificado não corresponde uma imagem fiel do sinal de entrada, isto é, o sinal amplificado apresenta-se com distorções. As distorções resultam, fundamentalmente, da não linearidade das características dos elementos que constituem o amplificador. A distorção pode ser de amplitude (não linearidade da função de transferência), de frequência (sinais de frequências diferentes são amplificados de forma distinta, i.e., o ganho do circuito varia com a frequência) ou de fase (quando o sinal de saída se encontra desfasado em relação ao de entrada). As distorções de frequência e de fase estão relacionadas entre si, ambas são devidas aos condensadores existentes nos circuitos ou elementos amplificadores.

Um amplificador bem projectado, apresenta uma largura de banda na qual não se produz distorção ou a distorção presente é admissível. Os fabricantes de circuitos ou componentes amplificadores costumam fornecer as curvas de ganho em tensão e do ângulo de mudança de fase, em função da frequência, i.e., a resposta em frequência do amplificador. O conjunto destas curvas, com o ganho expresso em dB, a mudança de fase em graus e o eixo das abcissas em Hz (frequência) numa escala logarítmica (base 10) é designado de **diagramas de Bode**, Fig. 2. Nestes gráficos as zonas lineares são aproximadas por rectas.

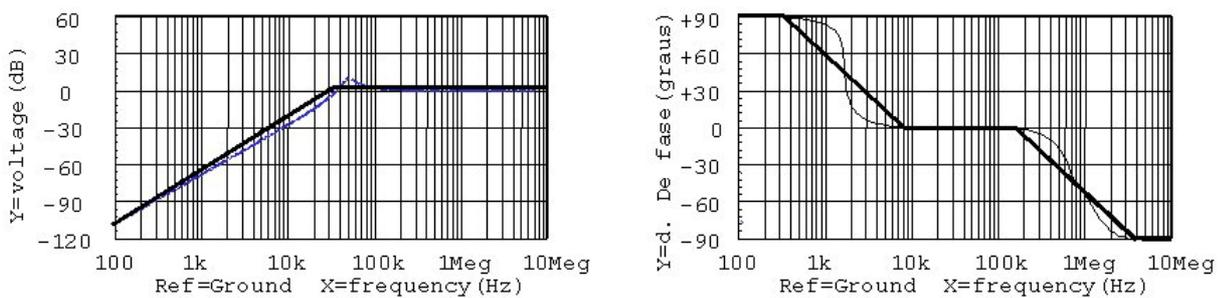



Fig. 2. Diagramas de Bode. Distorção de frequência e distorção de fase.

II Transístor Bipolar como Elemento Amplificador

O transístor é um elemento activo, sendo muito usado em amplificação de sinais. A Fig. 3 representa uma montagem amplificadora com um transístor *npn*. Este circuito é, frequentemente, referido como a configuração de amplificação universal utilizando transístores (a grande maioria das montagens amplificadoras é baseadas nesta topologia).

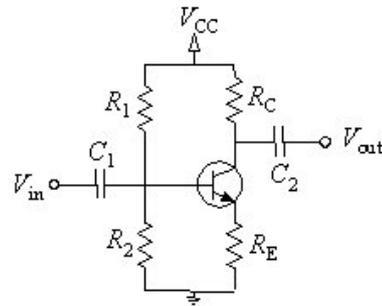



Fig. 3. Circuito de amplificação utilizando um transístor bipolar.

O ganho da montagem amplificadora da Fig. 3 é dado por:

$$A = -\frac{R_C}{R_E}. \qquad (1)$$

O ganho desta montagem não depende do factor β do transístor (ganho em corrente), o que constitui a maior vantagem desta configuração amplificadora. (Lembrar que β varia com a temperatura e, também, de transístor para transístor.) A configuração da Fig. 3 também é designada de montagem emissor comum, porque quer a entrada quer a saída têm como terminal comum o emissor do transístor.

A função dos condensadores é bloquear as componentes contínuas que existam nos circuitos a montante e a jusante, e que poderiam perturbar a polarização do transístor, i.e., permitem o acoplamento de sinais contínuos e alternados. Para um correcto funcionamento como amplificador, o transístor deve ser polarizado de forma a funcionar sempre na região linear, o que requer um dimensionamento adequado dos componentes (resistências e fontes de alimentação):

i) os valores das resistências R_1, R_2, R_C e R_E, e da fonte de tensão contínua V_{CC}, determinam o **ponto de funcionamento** ou **ponto quiescente** do transístor;

ii) as capacidades dos condensadores C_1 e C_2 (que isolam as componentes contínuas dos sinais), devem apresentar impedância desprezível no intervalo de frequências para o qual o circuito é projectado.

Polarização do Transístor

O termo "polarização do transístor" refere-se à determinação do ponto de funcionamento do transístor, i.e., ao cálculo das correntes e das tensões contínuas nos terminais emissor, colector e base (que são função das resistências R_1, R_2, R_C e R_E, e da tensão V_{CC}), Fig. 4. O ponto de funcionamento é escolhido para que o amplificador funcione (em termos de ganho, excursão do sinal de saída, etc.) de acordo com o que foi planeado, o que, em geral, implica a escolha criteriosa das correntes contínuas, nos terminais do transístor, quando os circuitos de entrada e de saída não estão ligados, Fig. 4.

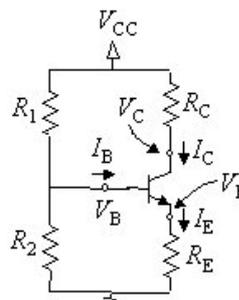



Fig. 4: Esquema do circuito de polarização do transístor *npn*.

Assegurando a manutenção do ganho pretendido, $A=-R_C/R_E$, as resistências R_1, R_2, R_C e R_E podem ser escolhidas seguindo o critério de optimização do funcionamento do amplificador, i.e., deve ser maximizada a excursão simétrica da corrente do colector I_C em torno do ponto de funcionamento, para diminuir a possibilidade de se obter amplificação com distorção de sinais de entrada com amplitudes próximas do máximo permitido.

Considerando que a corrente de colector I_B mínima é zero (o que acontece quando o transístor está em corte), e que a corrente colector máxima é dada por:

$$I_{C_{\max}} = \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{R_E + R_C}, \quad (3)$$

onde V_{CESat} representa a diferença de potencial mínima entre o colector e o emissor do transístor, tipicamente 0.2 V para transístores de silício (ocorre quando o transístor está em saturação), a corrente de polarização do colector no ponto de funcionamento deve ser metade da corrente na saturação, i.e.:

$$I_{C_{pol}} = \frac{1}{2} I_{C_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{R_E + R_C} \quad (4)$$

Um outro aspecto prático importante consiste em assegurar que a corrente de base I_B não perturbe significativamente o “divisor de tensão” constituído pelas resistências R_1 e R_2, o que implica que I_1 seja muito maior do que I_B. É habitual considerar-se

$$I_1 = 10 I_B \quad (4)$$

Trabalhando as equações (1), (2), (3) e (4), juntamente com a relação $I_C=\beta I_B$ (válida quando o transístor bipolar está a funcionar no modo linear), obtêm-se as relações seguintes:

$$\begin{aligned}
R_1 &= \frac{\beta}{10 I_{C_{pol}}} \left[V_{cc} - V_{BE_{act}} - \frac{1}{2} \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{|A|+1} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] \\
R_2 &= \frac{\beta}{9 I_{C_{pol}}} \left[\frac{1}{2} \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{|A|+1} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) + V_{BE_{act}} \right] \\
R_C &= \frac{1}{2} \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{I_{C_{pol}}} \frac{|A|}{|A|+1} \\
R_E &= \frac{1}{2} \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{I_{C_{pol}} (|A|+1)}
\end{aligned} \quad (5)$$

onde V_{BEact} representa a tensão entre a base e o emissor quando o transístor se encontra a funcionar no modo linear, i.e., na sua zona activa (para um transístor bipolar de silício essa tensão é da ordem de 0,7 V). As expressões (5) indicam que, para um certo ganho, os valores das resistências dependem do valor especificado para a corrente de polarização no colector, I_{Cpol}. Para um transístor de baixa potência, a utilizar neste trabalho, um valor razoável de I_{Cpol} é 10 mA (valor da corrente de colector quando o sinal a amplificar é nulo). Convém referir que este valor, apesar de baseado em considerações de ordem prática, é arbitrário. A condição a satisfazer, obrigatoriamente, é que a potência média dissipada no transístor P_{pol} deve ser significativamente inferior ao valor máximo P_{max} indicado pelo fabricante, ou seja:

$$P_{pol} = I_{C_{pol}} V_{CE_{pol}} < P_{\max} \qquad (6)$$

Aplicando a lei das malhas de Kirchhoff à malha do colector (percurso que inclui V_{CC}, R_C, V_{CE}, e R_E, Fig. 4), têm-se:

$$V_{cc} - R_C I_{C_{pol}} - V_{CE_{pol}} - I_{C_{pol}} R_E = 0 \qquad (7)$$

onde se considerou I_{Epol}=I_{Cpol}. Atendendo às relações (5) e desprezando V_{CEsat} em face de V_{CC}, obtêm-se

$$V_{CE_{pol}} = \frac{V_{cc}}{2} \qquad (8)$$

donde resulta:

$$I_{C_{pol}} < \frac{2P_{\max}}{V_{cc}} \qquad (9)$$

Para o transístor que irá utilizar, P_{max} é da ordem de 300 mW, e, portanto, I_{Cpol} deverá ser inferior a 120 mA, quando V_{CC}=5 V.

Da Fig. 4 resulta que a tensão no colector do transístor é:

$$V_{C_{pol}} = V_{cc} - R_C I_{C_{pol}} \cong \frac{V_{cc}}{2}\left[\frac{|A|+2}{|A|+1}\right] \qquad (10)$$

onde, para a segunda igualdade, se utilizaram as relações (5). A Eq. (10) resulta que:

$$|A| >> 1 \quad \Rightarrow \quad V_{Cpol} \to \frac{V_{CC}}{2} \qquad (11)$$

$$|A| \cong 1 \quad \Rightarrow \quad V_{Cpol} \to \frac{V_{CC}}{2} \qquad (12)$$

A equação (12) corresponde à situação em que o amplificador tem um ganho em tensão, aproximadamente, unitário, o que poderá ser útil quando se pretende manter os níveis de tensão dos sinais e aumentar a potência do sinal de saída (por via de um ganho efectivo em corrente).

Dimensionamento dos condensadores de acoplamento C_1 e C_2

A função dos condensadores de entrada (C_1) e de saída (C_2) no circuito é isolar as tensões contínuas de polarização do transístor daquelas que possam existir nos circuitos a montante e a jusante do amplificador, respectivamente. Naturalmente, a presença dos condensadores não deve prejudicar a passagem do sinal alternado a amplificar do circuito a montante à entrada do amplificador, e do sinal amplificado, para o circuito a jusante. Isso corresponde a afirmar que o valor da impedância dos condensadores à frequência angular ω, $1/(\omega C)$, é desprezível quando comparada com a impedância dos outros elementos da montagem. No domínio dos tempos, esta condição é equivalente a considerar que as constantes de tempo de carga e de descarga dos condensadores são muito superiores ao período T do sinal que se pretende amplificar. Quantificando, arbitrariamente, este "muito superior" como correspondendo a um factor de 10, e tendo em conta a constante de tempo de carga e de descarga de condensadores RC, onde R é a resistência do percurso de carga e de descarga, tem-se:

$$RC = 10T \quad \Leftrightarrow \quad C = \frac{10}{Rf} \qquad (13)$$

onde f é a frequência do sinal a amplificar. É necessário, agora, determinar os valores das resistências dos percursos de carga e de descarga dos condensadores à entrada e à saída do amplificador.

i) Condensador de entrada

Considere-se que o sinal a entrada do amplificador provém de uma fonte de sinal v_g com resistência interno R_S=R_g. Da análise do esquema do circuito da Fig. 3 conclui-se que, a partir da fonte de sinal até ao comum, existem três percursos possíveis para a carga e descarga do condensador C_1, nomeadamente:

1) através da resistência R_2 para o comum, percurso esse com resistência $R_S + R_2$;

2) através da resistência R_1 para a fonte de alimentação contínua a qual, normalmente, possibilita percursos quase directos para a terra. A este percurso está associada uma resistência de carga e descarga aproximadamente igual a $R_S + R_1$;

3) através do percurso fonte de sinal → condensador → base do transístor → emissor do transístor → resistência R_E → comum. Considere-se que a resistência total deste percurso é R_{int}.

Estes três percursos competem entre si, o que é equivalente a afirmar-se que estão em paralelo. A resistência equivalente de carga e de descarga do condensador é:

$$R_{equiv} = (R_1 + R_s) \| (R_2 + R_s) \| R_{int} \approx (R_1 + R_s) \| (R_2 + R_s) = \frac{(R_1 + R_s)(R_2 + R_s)}{(R_1 + R_s) + (R_2 + R_s)} = \frac{(R_1 + R_s)(R_2 + R_s)}{(R_1 + R_2) + 2R_s}$$

pois R_{int} é, normalmente, muito superior a $R_1 + R_S$ e $R_2 + R_S$.

Da relação (13), obtêm-se para o condensador C_1

$$C_1 = \frac{10(R_1 + R_2 + 2R_s)}{(R_1 + R_s)(R_2 + R_s)f} \tag{14}$$

Naturalmente, adopta-se para C_1 o valor normalizado mais próximo do calculado.

O sinal a amplificar pode ter proveniências muito diversas (por exemplo, ser o pequeno sinal de tensão à saída de uma antena de rádio ou ser um sinal proveniente de um andar de amplificação prévio), com a consequente diversidade de valores possíveis para R_S. No caso do sinal provir de um gerador de funções, o valor de R_S é, tipicamente, 50 Ω.

ii) condensador de saída

A análise da Fig. 3 mostra que, desde que a saída v_{out} do amplificador não seja ligada a nenhum circuito a jusante, i.e., a saída em aberto, não existe nenhum percurso para a carga/descarga do condensador C_2, e o sinal amplificado v_{out} aparece na saída, independentemente do valor da capacidade do condensador, isto porque, não existindo percurso para a separação de carga nas armaduras do condensador, a diferença de potencial entre elas é nula. Naturalmente, esta situação é de interesse nulo, já que ou se pretende que o sinal amplificado seja observado (para o que se terá de ligar um instrumento, por exemplo, um osciloscópio, ao circuito), ou então que sirva como sinal de entrada de um circuito a jusante. Em ambas as situações, e considerando que a impedância de entrada do instrumento/circuito é inteiramente resistiva e de valor R_L (resistência de carga, isto é, resistência aos terminais da qual é aplicado o sinal amplificado). Neste caso, da Fig. 3 conclui-se que existem dois percursos para a carga/descarga do condensador C_2, nomeadamente:

a) através da fonte de alimentação V_{CC} → resistência R_C → condensador → resistência R_L do circuito a jusante → Terra. A resistência total deste percurso será aproximadamente $R_C + R_L$;

b) através da resistência R_L → condensador → colector do transístor → base do transístor → emissor do transístor → resistência R_E → Terra. Considere-se a resistência total deste percurso R_{CE}.

Quando o transístor está a funcionar como amplificador encontra-se no regime linear e, portanto, a junção base-colector está polarizada inversamente, isto é, apresenta uma resistência muito elevada. Por conseguinte, a resistência total do percurso b), R_{CE}, é muito grande, e este percurso pode ser ignorado. Assim, o percurso efectivo para a carga/descarga do condensador C_2 é o percurso a), resultando a partir da expressão (13)

$$C_2 = \frac{10}{(R_C + R_L)f} \quad (15)$$

Para o valor de C_2 aplica-se, igualmente, o argumento considerado para o caso do condensador C_1, i.e., adopta-se para C_2 o valor normalizado mais próximo do calculado.

No caso de se observar o sinal v_{out} num osciloscópio, o valor de R_L é, tipicamente, 1 MΩ.

Resposta em Frequência

A expressão (1) indica que o ganho do amplificador é independente da frequência do sinal que se pretende amplificar. Na realidade tal não acontece já que, sendo o transístor e o circuito de polarização associado um sistema físico, tem um tempo de resposta finito. Para sinais com variação "temporal" rápida, quando comparado com o tempo de resposta do circuito, o amplificador deixa de responder de forma eficiente. No limite de sinais muito rápidos, o circuito não responde de todo. Na prática, isso traduz-se numa redução do ganho do circuito quando a frequência do sinal de entrada é superior a um determinado valor (frequência de corte do circuito, f_C). Considerando os mecanismos físicos de funcionamento do transístor, é possível obter uma expressão geral para o ganho do amplificador, a qual, para frequências baixas, coincide com a relação (1). A apresentação da expressão geral do ganho do amplificador da Fig. 3 está fora do âmbito destas notas. Contudo, a verificação experimental da dependência do ganho na frequência é simples e constitui um dos objectivos deste trabalho.

III Procedimento Experimental

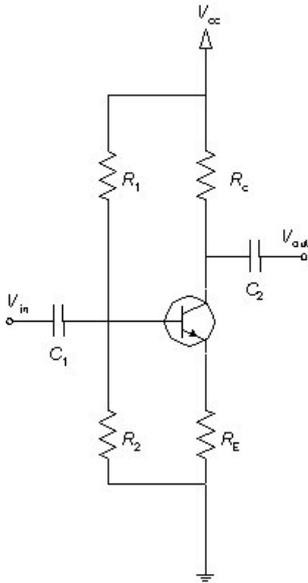
Objectivo

Implementar um circuito amplificador com ganho 10 para sinais sinusoidais de frequência 10 kHz, usando um transístor bipolar.

Material

Fontes de tensão contínua, gerador de sinais, transístores, resistências, condensadores, e osciloscópio.

Atenção: Deverá registar as figuras observadas no osciloscópio.

1. Dimensione o circuito da figura, utilizando o transístor BC107B, de forma a obter um ganho de 10 para sinais com frequência 10 kHz. Este transístor têm um ganho de corrente (factor β) ≈340 à temperatura de 25 °C e à corrente de polarização do colector (I_{Cpol}) de 10 mA. Utilize V_{CC}=5 V. A amplitude do sinal sinusoidal a amplificar não deverá exceder 100 mV. Para o dimensionamento dos condensadores C_1 e C_2, considere que a resistência de carga é igual à resistência de entrada do osciloscópio (R_L≈1 MΩ), e a resistência interna do gerador de sinal R_S=50 Ω.

1. Monte o circuito com os valores calculados no ponto anterior. Note que, dada a variação possível de β relativamente ao valor nominal indicado, poderá ter necessidade de ajustar os valores das resistências, em particular R_1 e R_2.
2. Aplique à entrada do circuito um sinal sinusoidal de 100 mV de amplitude e frequência 10 kHz. Verifique o funcionamento do circuito (forma de onda à saída, polaridade, ganho), registando os valores relevantes.
3. Determine a resposta em frequência do amplificador. Para isso deve manter a amplitude do sinal de entrada em 100 mV e variar a frequência entre 500 Hz e 1 MHz, registando a frequência e medindo a amplitude do sinal de saída (registe pelo menos 20 pontos).

1. Construa o gráfico do ganho (em dB) em função do logaritmo (base 10) da frequência.
2. Determine a largura de banda do amplificador, determinando a(s) frequência(s) à(s) qual(is) o ganho em tensão diminui 3 dB (frequência(s) -3dB), relativamente ao valor máximo do ganho.

NOTA: No dimensionamento do circuito deve utilizar as expressões (5) para as resistências e as expressões (14) e (15) para os condensadores de entrada e saída, respectivamente. Considere $V_{CE_{sat}} = 0,2$ V e $V_{BE_{act}} = 0,7$ V.

Bibliografia

Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.*Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications*, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.
Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

Circuito Amplificador com um Transístor Bipolar.

Folha de registo de dados.

- Dimensionamento do Circuito:

V_{CC}=

R_1=

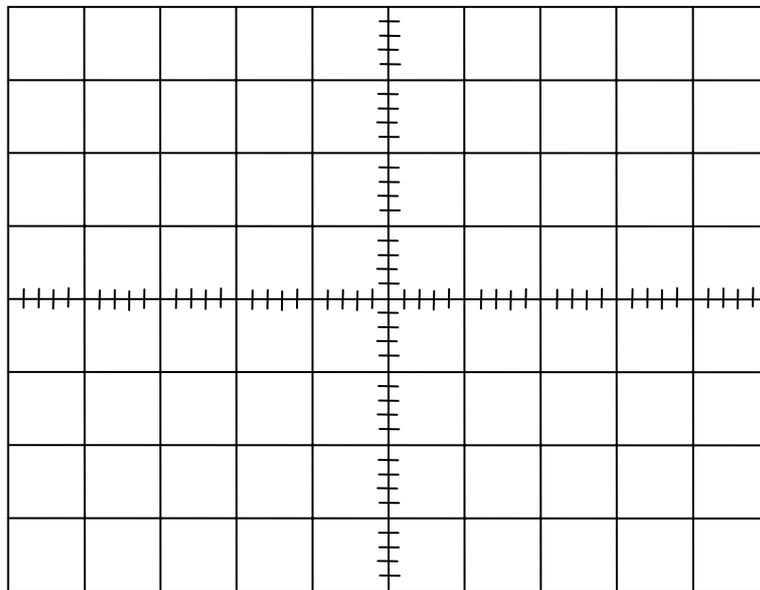
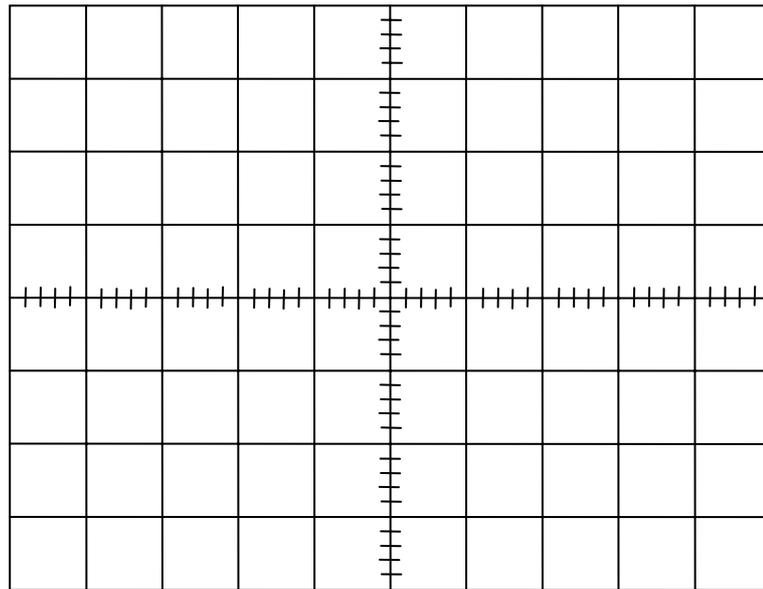
R_2=

R_C=

R_E=

C_1=

C_2=

- Formas de onda de entrada e de saída

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Circuito de Comutação com um Transístor Bipolar

Nos circuitos analógicos, estudados até aqui, é dado significado a toda e qualquer variação/alteração nos sinais. Nos sistemas digitais os sinais apenas podem assumir uma gama de valores discretos. Nos sistemas digitais binários, os sinais assumem apenas um de dois valores possíveis (representados por duas gamas de valores de tensão ou de corrente), designados pelos valores binários 0 e 1 (valores lógicos 0 e 1). A unidade de informação digital binária é designada por bit ("binary digit").

Os circuitos/componentes analisados até aqui incluem-se na designação Electrónica Analógica. Os circuitos/componentes a estudar pertence ao ramo da Electrónica Digital. A grande diferença reside, essencialmente, no seguinte aspecto: enquanto na Electrónica Analógica os sinais (quer de entrada quer de saída) podem variar de um modo contínuo dentro de limites relativamente largos, em Electrónica Digital os sinais (quer entradas quer saídas) apenas podem pertencer a duas gamas de valores. Em circuitos digitais, as tensões assumem um número limitado de valores. Os sistemas digitais mais comuns empregam dois valores e são referidos como sistemas binários. Circuitos digitais operam com sinais de entrada binários e produzem sinais de saída também binários. É costume designar esses dois intervalos de tensão por **um** e **zero**, símbolos **1** e **0**, ou alto (*high*) e baixo (*low*), ou ainda por verdadeiro e falso. Os circuitos digitais são aplicados quase universalmente, em comunicações, controlo, instrumentação, e, claro, em computação. A complexidade de um circuito digital vai desde de um número pequeno de portas lógicas até computadores completos (um microprocessador) ou memórias de milhões de bits.

I Introdução

Em circuitos binários, dois valores distintos de tensão podem representar os dois valores das variáveis binárias. Contudo, em virtude das inevitáveis tolerâncias dos componentes e efeito do ruído, que alteram por vezes os níveis de tensão, dois intervalos distintos de tensão são usualmente definidos.

Como mostra a figura abaixo, se o valor do sinal de tensão está compreendido no intervalo [VL1, VL2], o sinal é interpretado (pelo circuito digital) como um **0** lógico. Se, por outro lado, o sinal pertence ao intervalo [VH1, VH2], é interpretado como **1** lógico. As duas regiões de tensão são separadas por uma região à qual não é suposto os sinais pertencerem. Esta banda proibida representa a zona indefinida ou excluída.
Uma vez que as tensões correspondentes ao 1 lógico são superiores aquelas que representam o 0 lógico, diz que os sistemas assim implementados usam **lógica positiva**. Claro que poderíamos inverter as definições e obteríamos sistemas de lógica negativa. Aqui será usada a lógica positiva, e os vocábulos "alto" e "baixo" serão equivalentes a **1** e **0**, respectivamente. O intervalo de valores de tensão correspondente ao valor lógico 1 é [0, 0.9] V. O valor lógico 1 refere-se a tensões compreendidas entre 2.5 e 5 V. Tensões entre 0.9V e 2V são proibidas, i.e., os circuitos não "sabem" como interpretá-las. Nota: Quando se diz que uma tensão de entrada é zero, está-se a admitir que há uma ligação à massa, e não uma entrada flutuante.

A característica essencial de um sinal ou onda analógica é a sua variação contínua no tempo. É o que acontece no sinal de saída de um microfone, num oscilador sinusoidal, no sinal de vídeo ou de imagem, na

temperatura ambiente, etc. Em todos estes sistemas se observa a variação mais ou menos rápida da grandeza em apreço, mas de uma forma contínua, sem transições bruscas.

Ao contrário os sinais digitais têm como característica fundamental a sua variação brusca, por transições muito rápidas, quase descontínua. Tal deve-se ao facto de um sinal digital, ao contrário do sinal analógico, pertencer a um dos vários possíveis intervalo de valores de tensão. A sua evolução no tempo consiste precisamente em tomar valores de tensão pertencentes a diferentes intervalos. Em geral, são utilizados apenas dois níveis (intervalos) de tensão, **bem separados** e, portanto, para se efectuarem decisões lógicas binárias é suficiente reconhecer e manipular apenas os sinais correspondentes a esses níveis que são vulgarmente designados por **um** e **zero (**símbolos **1** e **0)**, **alto** (*high*) e **baixo** (*low*), ou ainda por **verdadeiro** e **falso**. A separação em tensão entre os dois níveis faz com que os circuitos digitais apresentem, em geral, uma grande imunidade ao ruído e, consequentemente, quase nula probalidade de erro.

Existem três funções lógicas básicas: a porta **OU**, a porta **E**, e a porta **NÃO**. A operação de circuitos com portas digitais é facilmente descrita usando Álgebra de Boole.

A porta **OU** (OR) tem várias entradas e apenas uma saída. A saída encontra-se ao nível lógico **1** quando pelo menos uma das entradas se encontra ao nível lógico **1**. O símbolo ao lado representa uma porta OU de duas entradas.

A porta **E** (AND) é semelhante à porta OU, mas fornece uma saída **1** apenas quando todas as entradas se encontram igualmente ao nível **1**. O símbolo ao lado representa uma porta E de duas entradas.

A porta **NÃO** (NOT) tem **uma única entrada** e uma única saída; esta terá um valor **1** quando a entrada se encontra ao nível lógico **0** e vice-versa. Esta porta é chamada também porta inversora ou, simplesmente, inversor visto que a saída se encontra sempre no estado oposto ao da entrada.

Os valores lógicos 0 e 1 correspondem, por exemplo, a um interruptor estar desligado ou ligado, a um díodo não conduzir ou conduzir, a um *Trigger de Schmitt* ou ter saída em $+V_{CC}$ ou em $-V_{CC}$ (embora a entrada não esteja sujeita a uma condição deste tipo).

Ao contrário das funções anteriores, de entradas múltiplas, a função não é uma função de uma só entrada e uma só saída. Só há corrente na resistência e, portanto, V_Z=0 V, com o interruptor fechado. Novamente, se UM corresponder ao estado fechado (conduz) e ZERO ao estado aberto (não conduz), pode-se elaborar a **tabela de verdade da função ou porta NÃO** (tabela ao lado).

Ter em atenção que qualquer das montagens apresentadas serve apenas de ilustração, pois são bastante lentas.

É mais ou menos óbvio que, no mundo actual, em que a rapidez é um requisito quase sempre presente, a implementação das funções E ou OU através dos esquemas apresentados atrás pouca ou nenhuma utilidade teria. Aquando do estudo do díodo verificou-se que este tem um comportamento muito semelhante ao do de um interruptor. Assim, é de esperar que seja possível implementar as funções lógicas E e OU usando apenas díodos e resistências.

Consideram-se por comodidade os díodos de silício, cujo valor da queda de tensão entre os seus terminais, quando em condução, é 0.7 V. Da análise dos circuitos propostos para as funções lógicas E e OU, obtêm-se **as tabelas de valores das tensões do circuito**, das quais se obtêm **as tabelas de verdade** com os valores lógicos, que confirmam que se tratam das portas Ou e E. Como já referido, o intervalo de valores de

tensão correspondentes ao valor lógico 0 é [0, 0.9] V. Ao valor lógico 1 referem-se as tensões compreendidas entre 2.5 e 5 V.

Ao contrário das montagens OU e E, não é possível implementar a função NÃO apenas com díodos e resistências. Pode ser bastante instrutivo despender algum tempo a tentar fazê-lo. O interruptor da montagem NÃO pode ser substituído por um **relé**. Contudo, o tempo de comutação deste dispositivo é da ordem de milisegundo, o que para a rapidez do mundo moderno não é de modo nenhum suficiente, é até considerado muito lento. Relembrar que os microprocessadores apresentam frequências de relógio superiores a 1 GHz (a que correspondem tempos de comutação inferiores ao nanosegundo).

Um transístor[36] é um tríodo[37] de cristal semicondutor muito utilizado em electrónica, geralmente de silício, capaz de amplificar, detectar, modular, etc., isto é, de efectuar funções semelhantes às das válvulas termiónicas (contudo, de forma muito mais eficiente). Pode, também, fazer variar a corrente no terceiro terminal, de zero a um valor significativamente elevado ou o inverso, permitindo ao dispositivo actuar como um interruptor/comutador. O interruptor/comutador é o elemento básico dos circuitos digitais.

II Tecnologias e topologias disponíveis para a implementação de portas lógicas digitais

Existem várias tecnologias e topologias disponíveis para a implementação de portas lógicas digitais. Apesar da tecnologia dominante actualmente ser a tecnologia CMOS, devido ao seu baixo custo e à grande densidade de portas lógicas que permite integrar por unidade de área, existem tecnologias alternativas que também apresentam algumas vantagens e são usadas correntemente em circuitos comerciais. As tecnologias comuns são: Bipolar (TBJ), BiCMOS e Arsenieto de Gálio (GaAs).

A tecnologia bipolar, percursora dos circuitos digitais (nomeadamente através das famílias RTL, “resistor transistor logic”, e DTL, “diode transistor logic”), pode ser vantajosa em termos de velocidade face às tecnologias baseadas em transístores MOS, mas é uma solução mais cara, mais complexa, pouco competitiva em termos de consumo de potência e não permite a implementação de sistemas de larga escala devido à área por porta lógica. As principais variantes actuais da tecnologia bipolar são as famílias TTL e ECL, respectivamente vocacionados para circuitos lógicos genéricos e de muito alta velocidade. A tecnologia BiCMOS combina as vantagens dos circuitos bipolares e CMOS mas partilha também algumas das desvantagens da tecnologia bipolar, nomeadamente o custo e área. A sua utilização é bastante limitada, sendo por vezes uma boa opção em circuitos mistos (analógicos e digitais).

A tecnologia de GaAs permite a realização de circuitos de muito alta frequência (acima de 10 GHz), no entanto a menor densidade e o seu levado custo de fabricação limitam a sua utilização a circuitos muito específicos para os quais seja virtualmente impossível qualquer das outras tecnologias disponíveis. Finalmente, a família CMOS tem algumas variante, nomeadamente as portas lógicas CMOS (lógica complementar), o Pseudo-NMOS e a lógica dinâmica. As portas CMOS são a escolha de eleição para a grande generalidade dos circuitos digitais (e sempre que é possível para circuitos mistos), sendo a tecnologia base dos microprocessadores e demais electrónica de consumo. As topologias Pseudo-NMOS são

[36] Do inglês, redução de *trans*[*fer*]-[*res*]*istor*, “que transmite sinais eléctricos por meio de uma resistência”.
[37] Do grego *treis*, “três” +*odós*, “caminho”, i.e., dispositivo de três terminais.

semelhantes à topologia CMOS, dado que a estrutura dos transístores NMOS é idêntica. No entanto, em vez de utilizar o circuito dual PMOS usa um único transístor como carga activa. A lógica dinâmica é utilizada na implementação de memórias dinâmicas (DRAM) pois permite densidades de integração muito superiores, nomeadamente face às memórias estáticas implementadas com portas CMOS comuns (SRAM).

II Modos de Operação de um Transístores Bipolares

Num circuito, o transístor *npn* pode ser operar em três regimes: **modo activo** ou **linear**, em **saturação**, em **corte** e no **modo activo inverso**. Cada estado de funcionamento do transístor é função do tipo de da polarização, directa ou inversa, em cada uma das junções *p-n*. Em corte, ambas as junções estão polarizadas inversamente; na região linear ou activa, a junção BE está polarizada directamente, enquanto que a junção BC está polarizada inversamente; em saturação, ambas as junções estão polarizadas directamente; em modo inverso, a junção BE está polarizada inversamente e a junção BE está polarizada directamente.

Funcionamento em modo activo ou linear

O transístor no modo activo é intrinsecamente um amplificador de corrente com ganho β (o valor de β varia de transístor para transístor; à temperatura ambiente, 200 é um valor típico). No entanto, pode também ser configurado para actuar como um amplificador de tensão (convém lembrar que, usando a lei de Ohm, uma variação de corrente pode ser transformada numa variação de tensão).

Em primeira aproximação, no modo de funcionamento linear verifica-se que:

- a corrente de colector I_C é proporcional à corrente de base I_B, quando o transístor se encontra afastado das zonas de corte (I_C=0) e de saturação (I_C é limitada pelos elementos externos);
- a tensão entre a base e o emissor, V_{BE}, é constante quando em condução (esta junção comporta-se como um díodo que, nesta aproximação, corresponde a um díodo ideal em série com uma fonte de tensão – ver guião do primeiro trabalho do díodo).

Funcionamento em Corte

Neste modo de operação, ambas as junções, base-emissor e base-colector, estão polarizadas inversamente. Isto é, o transístor está em corte quando a tensão entre a base e o emissor é inferior à tensão de franca condução da junção BE. Para transístores de silício isso significa que V_{BE}<0.7 V e V_{BC}<0.7 V (Fig. 3). Em consequência, os fluxos de carga através das junções são nulos e o transístor comporta-se como **circuito aberto** entre a base, o emissor e o colector. Neste caso, todas as correntes (de base, de emissor e de colector) são nulas.

Funcionamento em Saturação

Em saturação, as junções base-emissor e base-colector estão polarizadas directamente (e de forma acentuada), i.e., as barreiras de potencial nas junções BE e BC, que se opõem à difusão dos portadores de carga entre as várias regiões, são atenuadas ou mesmo eliminadas. Nesta situação, os portadores de carga maioritários em cada uma das camadas (emissor, base, colector) têm tendência, por difusão, a deslocarem-se livremente para a(s) camada(s) adjacente(s). Este processo altera, nas camadas do transístor, a condição de

neutralidade eléctrica, a qual é rapidamente reposta pelas correntes eléctricas (I_E, I_B, I_C) provenientes das secções do circuito exterior ligadas aos terminais do transístores. Como os níveis de dopagem são, em geral, bastante elevados, as correstes são limitadas pelas resistências do circuito exterior. E como a concentração de portadores livres no emissor (electrões) é muito superior à concentração de portadores livres na base (lacunas) e no colector (electrões), a corrente de difusão predominante é a corrente de electrões do emissor para o colector, i.e., no modo saturado, $I_B \approx I_E$.

Como mencionado atrás, em saturação, as barreiras de potencial nas junções são, praticamente inexistentes, sendo razoável admitir que a tensão entre o colector e o emissor, V_{CE}, é aproximadamente nula. Para transístores de silício, uma junção em franca condução, i.e., fortemente polarizada directamente, apresenta a uma diferença de potencial de, aproximadamente, 0.7 V. Assim, no modo de saturação, o potencial da base é 0.7 V, superior ao do emissor e ao do colector, o que implica uma diferença de potencial, entre o colector e a base, aproximadamente, nula, i.e., em saturação, o transístor funciona como um **curto-circuito** entre o colector e o emissor. Na realidade, devido à resistência óhmica do material semicondutor, e para o silício, $V_{CE} \approx 0.2$ V.

Em resumo, no modo de saturação, é praticamente inexistente o controle da corrente do emissor por parte da corrente de base, uma vez que a barreira de potencial entre a junção base-emissor, praticamente, deixa de existir. O que contrasta com a operação no modo linear, no qual a altura da barreira de potencial e, por consequência, o movimento de electrões do emissor para a base, é controlado pelo potencial aplicado à base. Uma vez na base, e ignorando o efeito do processo de recombinação, os electrões deslocam-se por difusão para a região fronteira da junção base-colector, atravessando-a para o colector por arrastamento devido ao maior potencial no colector.

V Circuito de Comutação com um Transístor Bipolar

O circuito de comutação, frequentemente designado também por circuito inversor, é um dos elementos básicos em electrónica digital, pois permite implementar a função lógica "não". A configuração mais usual encontra-se representada na Fig. 6.

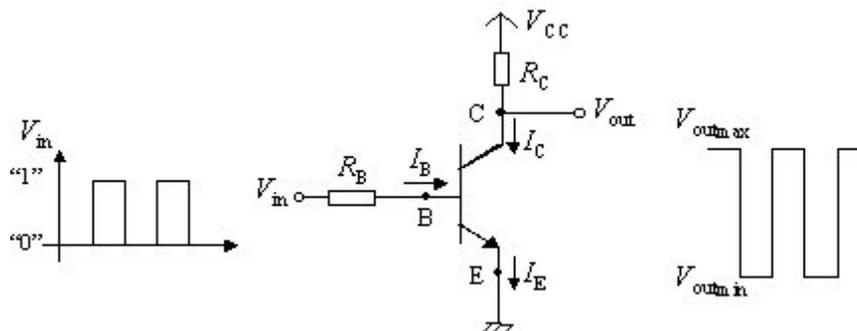



Fig. 6. Circuito inversor (ou de comutação) simples com um transístor bipolar *npn*, na configuração emissor comum.

No funcionamento como comutador/inversor, o transístor é polarizado de forma a operar, alternadamente, entre dois estados de condução, correspondentes à situação de quase saturação e de quase corte. Em electrónica digital, estes estados são designados de UM (alto) e ZERO (baixo). No estado zero, o transístor

deve comportar-se, entre o colector e o emissor, como um interruptor fechado com resistência baixa, e no estado UM, como um interruptor aberto, não deixando passar corrente.

O valor destes estados depende da corrente do colector, que é controlada pela corrente (tensão) da base. Quando a tensão V_{in} aplicada ao terminal ligado à base é nula ou inferior a 0.7 V (ZERO lógico), a corrente de base I_B é zero, e o transístor está em corte (I_C=0). A tensão no terminal colector V_{out} é igual a V_{CC} (estado UM lógico). Quando a tensão de entrada V_{in} sobe para UM lógico, a corrente de base I_B será suficientemente grande (assumindo V_{in} >>0.7 V), fazendo o transístor entrar em modo de saturação, $V_{out} \approx V_{Cesat}$=0.2 V (estado ZERO lógico). Em resultado da mudança de estado da entrada, de ZERO para UM, o estado da saída passou de UM para ZERO.

O transístor opera agora de forma semelhante a um relé electromecânico, porém com muitas vantagens. Ao contrário do relé, o transístor não tem partes móveis e não usa contactos mecânicos. O transístor é bastante mais rápido e de maior durabilidade. Num circuito comutador ideal, a transição entre estados deve ser feita instantaneamente. É evidente que isto não corresponde a uma situação real. O tempo de transição entre estados é finito, dado que é necessário remover ou introduzir portadores de carga na região da base, o que não pode ocorrer instantaneamente, pois corresponderia a uma corrente infinita. Os tempos de subida/descida da tensão de saída V_{out} (tempos de decaimento/decrescimento de carga na base) são idênticos aos do díodo de junção.

O funcionamento de um circuito como comutador, depende da definição prévia dos intervalos de tensão correspondentes aos níveis lógicos "0" e "1", pré-estabelecidos. As resistências R_B e R_C, e a fonte de tensão V_{CC} deverão ser escolhidas para que quando V_{in} pertencer ao intervalo correspondente ao nível lógico "0", V_{out} pertencerá ao intervalo associado ao "1" lógico, e vice-versa, i.e.,

- o nível lógico é ZERO, se a tensão V_{in}/V_{out} estiver compreendida entre V_{0min} e V_{0max}.
- o nível lógico é UM, se a tensão V_{in}/V_{out} estiver compreendida entre V_{1min} e V_{1max}.

Dimensionamento do Circuito

É necessário separar as duas situações de tensão de entrada, isto é, quando à entrada se tem um "0" lógico ou um "1" lógico.

Nível Lógico "zero" à entrada

Neste caso V_{in} situa-se no intervalo $[V_{0\min}, V_{0\max}]$. Atendendo a que

$$V_{out} = V_{cc} - I_C R_C ,$$

e ao facto de que em modo linear $I_C = \beta I_B$, tem-se:

$$V_{out} = V_{cc} - \beta I_B R_C .$$

Como

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} \tag{4}$$

(V_{BE} é da ordem de 0.7 V para transístores de silício), tem-se:

$$V_{out} = V_{cc} - \beta R_C \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} \tag{5}$$

Esta equação indica que quando V_{in} aumenta V_{out} diminui, o que traduz o carácter inversor da montagem da Fig. 6. Assim, a situação mais desfavorável quando se tem um "0" lógico à entrada, resultando na saída num "1" lógico, acontece quando $V_{in} = V_{0\,max}$, sendo necessário que neste caso V_{out} seja, no mínimo, igual a V_{1min}. Admitindo no limite $V_{out} = V_{1min}$ tem-se:

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_{1min}}{R_C} = \beta I_B = \beta \frac{V_{0\,max} - V_{BE}}{R_B} \quad \Rightarrow \quad R_B = \beta R_C \frac{V_{0max} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{1min}} \qquad (6)$$

A argumentação anterior indica que uma tensão V_{in} pertencente ao intervalo associado ao "0" lógico originará uma tensão V_{out} correspondente ao "1" lógico quando:

$$\boxed{R_B \geq \beta R_C \frac{V_{0\,max} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{1\,min}}} \qquad (7)$$

Nível Lógico "um" à entrada

Nesta situação V_{in} situa-se no intervalo $[V_{1min}, V_{1max}]$. Para que a tensão de saída corresponda ao "0" lógico, V_{out} deverá ser no máximo igual a V_{0max}. Utilizando os mesmos argumentos que anteriormente, a situação menos favorável corresponde a ter-se $V_{in} = V_{1min}$, a que deverá associar-se uma tensão $V_{out} \leq V_{0\,max}$. Considere-se $V_{out} = V_{0\,max}$ quando $V_{in} = V_{1min}$.

A análise do circuito da Fig. 6, indica que

$$I_B = \frac{V_{1min} - V_{BE}}{R_B} = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1}{\beta} \frac{V_{cc} - V_{0\,max}}{R_C} \quad \Rightarrow \quad R_B = \beta R_C \frac{V_{1\,min} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{0\,max}} \qquad (8)$$

Em face deste resultado, da argumentação apresentada tem-se:

$$\boxed{R_B \leq \beta R_C \frac{V_{1min} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{0\,max}}} \qquad (9)$$

Definição do Intervalo de Valores para R_B

Combinando as expressões (6) e (8) obtém-se:

$$\boxed{\beta R_C \frac{V_{0\,max} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{1min}} \leq R_B \leq \beta R_C \frac{V_{1min} - V_{BE}}{V_{cc} - V_{0\,max}}} \qquad (10)$$

Conhecidos os intervalos correspondentes aos níveis lógicos "0" e "1", a tensão de alimentação V_{CC} e o factor β do transístor, é necessário especificar a resistência de colector para determinar o intervalo de valores para R_B. À partida, as duas condicionantes do valor a escolher para R_C resultam de:

i) a potência dissipada no transístor, dada por $I_B V_{CE}$, deverá ser inferior a um valor máximo suportado pelo transístor;

ii) o valor de I_C deverá ser suficientemente grande por forma a que, quando o circuito inversor é ligado a outro circuito a jusante, a corrente de sinal por este solicitada e que provém de I_C, seja uma pequena fracção desta. No circuito da Fig. 6. o valor máximo para a corrente de colector é:

$$I_{C\,max} = \frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{R_C} \qquad (11)$$

onde $V_{CE_{sat}}$ é a tensão entre o colector e o emissor no regime de saturação (aproximadamente 0.2 V nos transístores de silício). Um valor razoável para I_{Cmax} será 10 mA.[38]

Substituindo (11) na relação (10), vem:

$$\beta\left(\frac{V_{cc}-V_{CE_{sat}}}{I_{C\,max}}\right)\left(\frac{V_{0\,max}-V_{BE}}{V_{cc}-V_{1\,min}}\right)\leq R_B\leq\beta\left(\frac{V_{cc}-V_{CE_{sat}}}{I_{C\,max}}\right)\left(\frac{V_{1\,min}-V_{BE}}{V_{cc}-V_{0\,max}}\right) \quad (12)$$

Para se obterem os limites do intervalo de tolerância dos valores de R_B (que se obtêm quando em (12) são consideradas as igualdades) é, em geral, necessário assumir o funcionamento do transístor no modo linear (regime em que é válida a relação $I_C = \beta I_B$). Em geral, o problema não se põe, já que os intervalos de tensões à entrada, relativos ao "0" lógico ou ao "1" lógico, correspondem a situações claras de funcionamento do transístor no modo de corte ou de saturação, respectivamente. Por exemplo, se ao "0" lógico corresponder o intervalo de tensões [0, 0.7] V, qualquer valor de tensão neste intervalo à entrada do circuito, origina uma situação de corte para o transístor, independentemente do valor do R_B, sendo a saída igual a V_{CC}, isto é, no "1" lógico.

Os intervalos de tensão correspondentes aos níveis lógicos, adoptados neste trabalho, são:

- nível lógico "**0**": tensões V_0 no intervalo [0, 0.9] V;
- nível lógico "**1**": tensões V_1 no intervalo [2.5, 5] V.

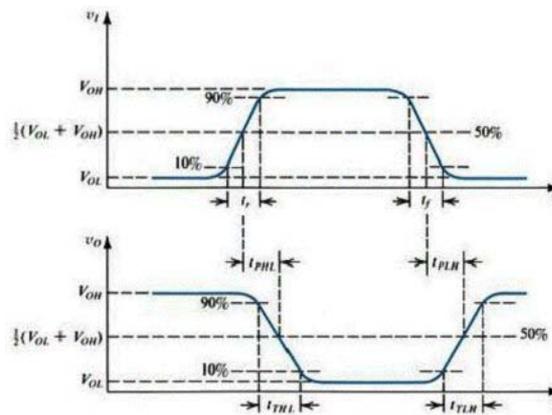
VI Resposta em Frequência e Tempos de subida, de descida, de Propagação e de Atraso

A característica essencial de um sinal ou onda analógica é a sua variação contínua no tempo, observando-se a alteração mais ou menos rápida da grandeza em apreço, mas sem transições bruscas. Ao contrário, os sinais digitais têm como característica fundamental a sua variação brusca, por transições muito rápidas, quase descontínuas, entre os valores de tensão correspondentes aos níveis **um** e **zero e vice-versa.** As portas lógicas devem apresentar tempos de comutação mais rápidos que a transição dos sinais digitais, isto é, a largura de banda das portas/circuitos digitais deve ser superior à largura de banda dos sinais digitais.

Tempos de subida e de descida

O tempo que uma porta lógica demora a comutar está relacionado com os tempos de subida e descida, ou seja com os tempos de comutação de baixo para alto e de alto para baixo, respectivamente, do sinal de saída em resposta ao sinal de entrada. O tempo de subida (t_r) – *rise time* – é definido como o intervalo de tempo que a tensão na entrada da porta lógica demora a subir entre 10% e 90% do seu valor máximo. O tempo de descida (t_f) – *fall time* - é definido de forma análoga.

---

[38] Nesta situação a potência máxima dissipada no transístor será $I_{Cmax}V_{CEsat}$=2 mW, bem inferior ao valor limite de 300 mW, indicado para os transístores BC107 e BC109.

Tempos de transição na subida e na descida

Da mesma forma são definidos os tempos de transição na subida e na descida dos sinais nas saídas, t_{THL} e t_{TLH}, respectivamente.

Tempo de Propagação e de Atraso

Os tempos de propagação de baixo para alto (t_{PLH}) e de alto para baixo (t_{PHL}) são definidos como os intervalos tempo que a tensão de saída demora a atingir o valor médio entre os valores máximo e mínimo da tensão de saída, desde o momento em que a entrada comuta. Ou seja, o tempo que decorre entre a definição do nível lógico de entrada e a definição do nível lógico na saída. Naturalmente, é desejável que t_{PHL} e t_{PLH} sejam iguais, dado que o pior destes tempos define a frequência máxima a que a porta lógica pode operar. As figuras acima mostram, esquematicamente, os tempos de propagação e de comutação de baixo para alto e de alto para baixo.

Bibliografia

Física de Materiais e Dispositivos Electrónicos, Sérgio M. Rezende, Editora da Universidade Federal de Pernambuco, Brasil, 1996.
Physics of Semiconductor Devices, S. M. Sze, John-Wiley, London 1981.
Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.

VI Procedimento Experimental

Objectivo

Análise do circuito de comutação (ou circuito inversor) com um transístor bipolar.

Material

Fontes de tensão contínuas variáveis, gerador de sinais, transístores, resistências, osciloscópio e multímetros.

Atenção: Deverá registar as figuras observadas no osciloscópio.

A. Montagem de circuito de comutação (ou circuito inversor) com transístor bipolar.

1. Dimensione o circuito da Fig. 8, utilizando o transístor BC107B (ou BC109B), de forma a obter o funcionamento desejado. Estes transístores têm um ganho de corrente (factor β) de ≈320, 25 ^{0}C. Em corte, a corrente do colector é nula, e na saturação deverá ser limitada, por exemplo, em 10 mA (que deve

obviamente ser inferior à corrente máxima permitida pelo transístor I_{Cmax}), i.e., tome agora $I_{C,max}=I_{c,sat}=10$ mA. O valor de R_B deve satisfazer as inequações:

$$\beta\left(\frac{V_{cc}-V_{CE_{sat}}}{I_{C\max}}\right)\left(\frac{V_{0\max}-V_{BE}}{V_{cc}-V_{1\min}}\right)\leq R_B\leq\beta\left(\frac{V_{cc}-V_{CE_{sat}}}{I_{C\max}}\right)\left(\frac{V_{1\min}-V_{BE}}{V_{cc}-V_{0\max}}\right)$$

$V_{CE_{sat}}=0.2$ V

$V_{BE}=0.7$ V

Utilize agora para V_{CC} a fonte de tensão de 5 V. Obtenha a tensão a V_{in} a partir da fonte de tensão contínua variável de 0-15 V.

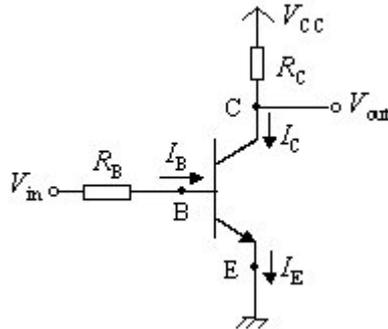
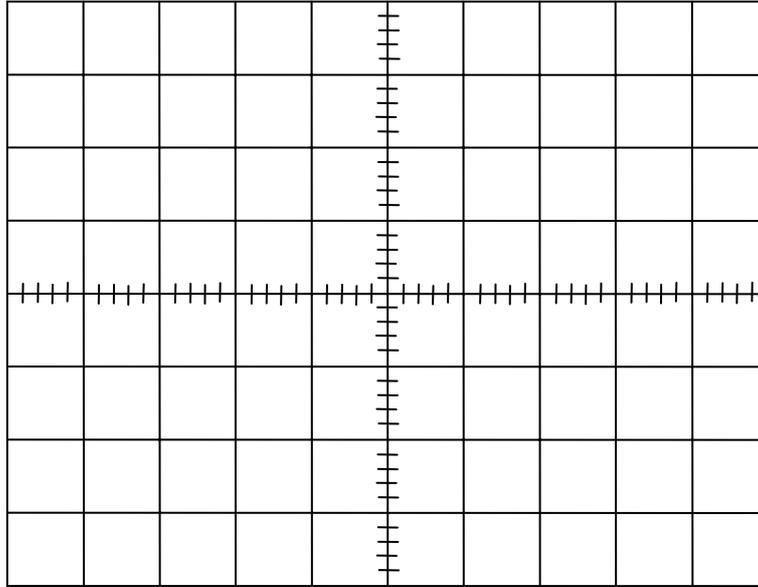
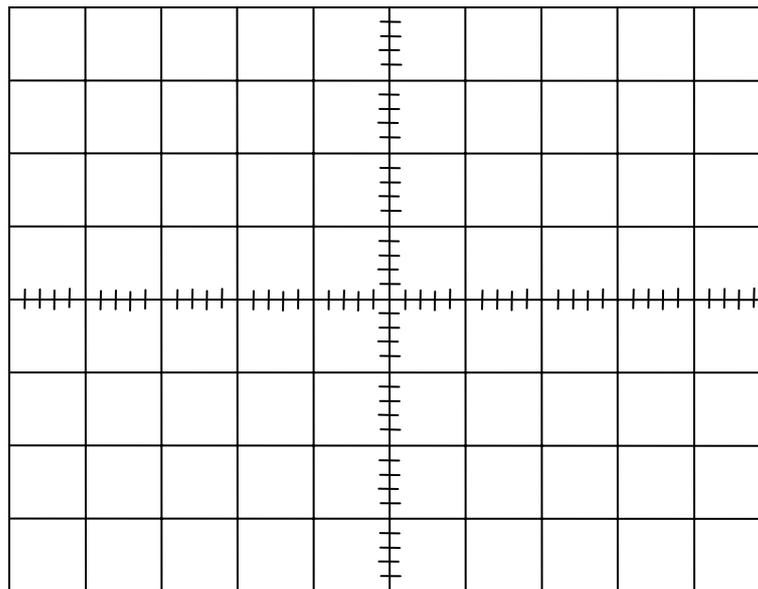
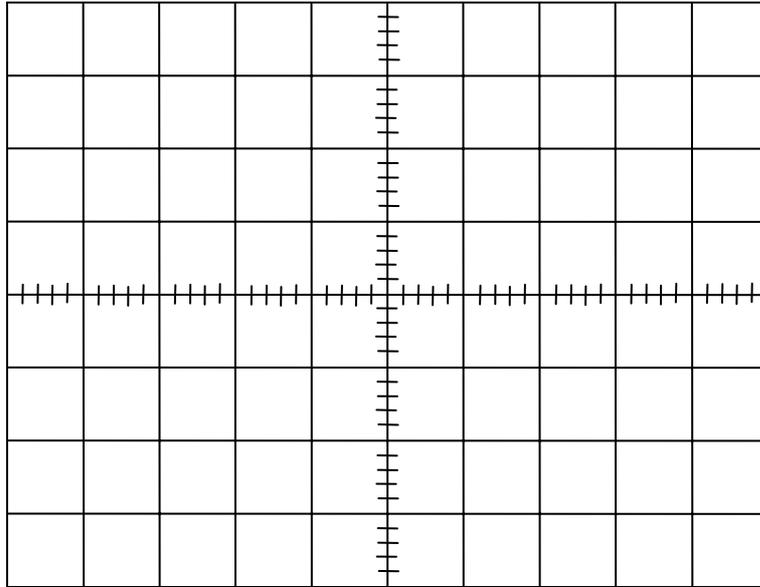
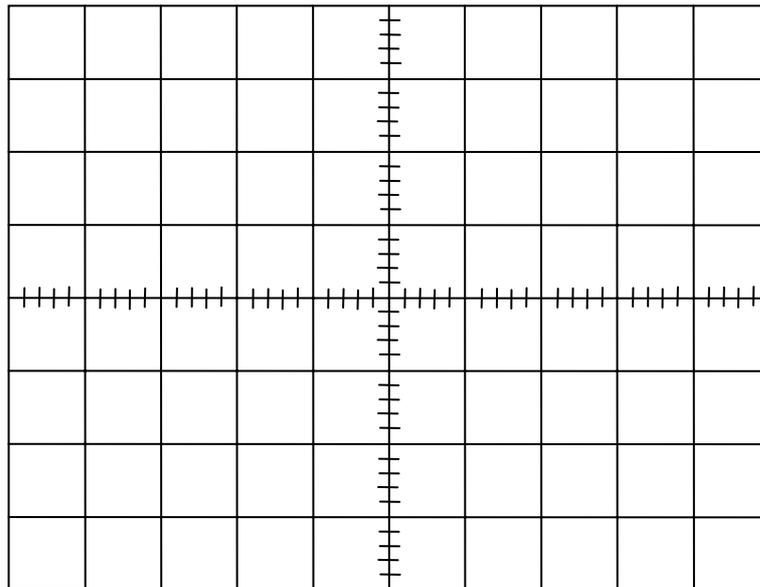



Fig. 8. Circuito de comutação (ou circuito inversor) com transístor bipolar.

2. Monte o circuito e analise o seu funcionamento. Obtenha a tensão a V_{in} a partir da fonte de tensão contínua variável de 0-15 V.
3. Determine a resistência de entrada do circuito. Utilize para V_{in} uma tensão contínua de ~2.5 V. Para determinar a resistência de entrada deve medir a corrente I_B que percorre R_B quando V_{in}~2.5 V e a diferença de potencial entre o terminal da esquerda da resistência R_B e o comum do circuito (que deve ser igual a V_{in}). Com os valores medidos determine a resistência de entrada a partir da relação $R_{entrada}=\frac{V_{in}}{I_{med}}$.

4. Substitua a tensão contínua V_{in} por uma onda quadrada cujos valores de tensão correspondam aos valores lógicos “0” e “1”, por forma a que, quando a saída corresponder ao nível lógico "0" ou ao nível lógico "1", o transístor se encontre no modo de saturação (V_{out}<0.5 V) ou de corte ($V_{out}\approx$5 V), respectivamente.
5. Verifique que o circuito executa a função negação ou inversora.
6. Determine a partir de que frequência do sinal de entrada, a saída se afasta de uma onda quadrada (frequência de corte superior do circuito).
7. Registe os tempos de atraso e de subida/descida.
8. Qual é a frequência de corte inferior do circuito?

Bibliografia

Microelectronic Circuits, A. S. Sedra, and K. C. Smith, Saunders College Publishing, London 1991.
Electronics Fundamentals: Circuits, Devices, and Applications, T. L. Floyd, Prentice-Hall, 2000.
Electrónica Analógica, António J. G. Padilla, Editora McGraw-Hill de Portugal, 1993.

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Canal 1: _______ V/DIV Canal 2: _______ V/DIV B. de Tempo: _______ s/DIV

Apêndices

Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general–purpose low–power applications.

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16″ from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

1N4001 thru 1N4007

1N4004 and 1N4007 are Motorola Preferred Devices

LEAD MOUNTED RECTIFIERS 50–1000 VOLTS DIFFUSED JUNCTION

CASE 59–03
DO–41

MAXIMUM RATINGS

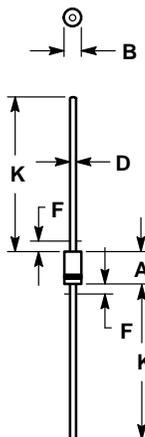
Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non–Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, T_A = 75°C)	I_O	1.0							Amp
*Non–Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	– 65 to +175							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (i_F = 1.0 Amp, T_J = 25°C) Figure 1	v_F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full–Cycle Average Forward Voltage Drop (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) (T_J = 25°C) (T_J = 100°C)	I_R	 0.05 1.0	 10 50	µA
Maximum Full–Cycle Average Reverse Current (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	—	30	µA

*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

PACKAGE DIMENSIONS

NOTES:
1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO–41 OUTLINE SHALL APPLY.
2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN F DIMENSION.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.07	5.20	0.160	0.205
B	2.04	2.71	0.080	0.107
D	0.71	0.86	0.028	0.034
F	—	1.27	—	0.050
K	27.94	—	1.100	—

CASE 59–03
(DO–41)
ISSUE M

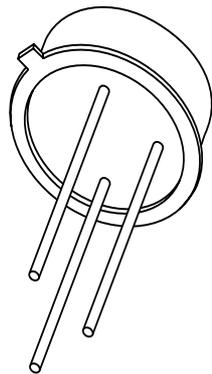
How to reach us:
USA / EUROPE / Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303–675–2140 or 1–800–441–2447

MfaxTM: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602–244–6609
– US & Canada ONLY 1–800–774–1848

INTERNET: http://motorola.com/sps

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4–32–1, Nishi–Gotanda, Shinagawa–ku, Tokyo 141, Japan. 81–3–5487–8488

ASIA / PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852–26629298

DATA SHEET

BC107; BC108; BC109
NPN general purpose transistors

Product specification
Supersedes data of 1997 Jun 03
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 Sep 03

Philips
Semiconductors

NPN general purpose transistors BC107; BC108; BC109

FEATURES

- Low current (max. 100 mA)
- Low voltage (max. 45 V).

APPLICATIONS

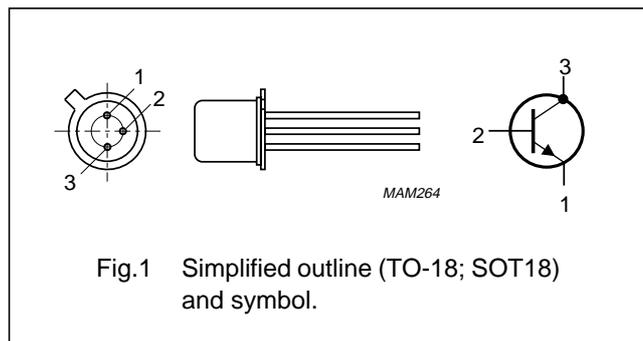
- General purpose switching and amplification.

DESCRIPTION

NPN transistor in a TO-18; SOT18 metal package.
PNP complement: BC177.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to the case

Fig.1 Simplified outline (TO-18; SOT18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BC107		–	50	V
	BC108; BC109		–	30	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BC107		–	45	V
	BC108; BC109		–	20	V
I_{CM}	peak collector current		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C	–	300	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V			
	BC107		110	450	
	BC108		110	800	
	BC109		200	800	
f_T	transition frequency	$I_C = 10$ mA; $V_{CE} = 5$ V; f = 100 MHz	100	–	MHz

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BC107		–	50	V
	BC108; BC109		–	30	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BC107		–	45	V
	BC108; BC109		–	20	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector			
	BC107		–	6	V
	BC108; BC109		–	5	V
I_C	collector current (DC)		–	100	mA
I_{CM}	peak collector current		–	200	mA
I_{BM}	peak base current		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C	–	300	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T_j	junction temperature		–	175	°C
T_{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j\text{-}a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	0.5	K/mW
$R_{th\ j\text{-}c}$	thermal resistance from junction to case		0.2	K/mW

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

CHARACTERISTICS

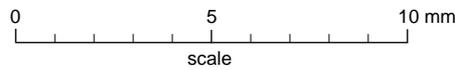
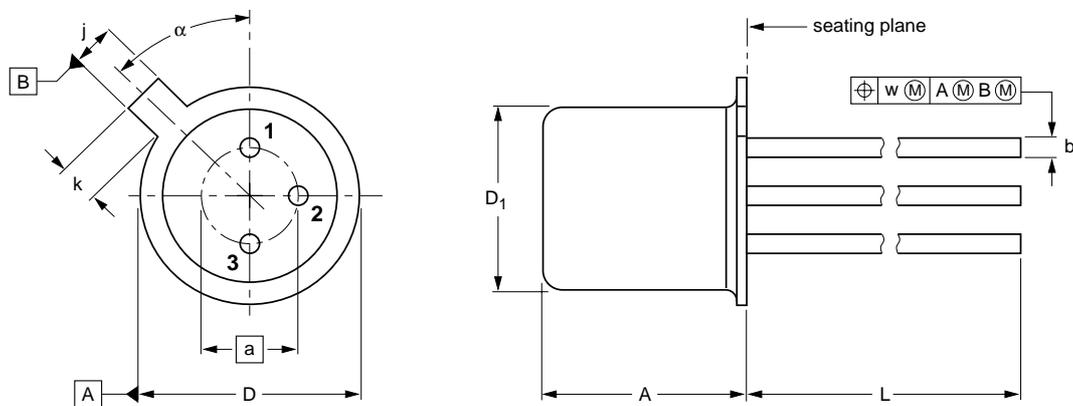
T_j = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	I_E = 0; V_{CB} = 20 V	–	–	15	nA
		I_E = 0; V_{CB} = 20 V; T_j = 150 °C	–	–	15	µA
I_{EBO}	emitter cut-off current	I_C = 0; V_{EB} = 5 V	–	–	50	nA
h_{FE}	DC current gain	I_C = 10 µA; V_{CE} = 5 V				
	BC107A; BC108A		–	90	–	
	BC107B; BC108B; BC109B		40	150	–	
	BC108C; BC109C		100	270	–	
h_{FE}	DC current gain	I_C = 2 mA; V_{CE} = 5 V				
	BC107A; BC108A		110	180	220	
	BC107B; BC108B; BC109B		200	290	450	
	BC108C; BC109C		420	520	800	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	I_C = 10 mA; I_B = 0.5 mA	–	90	250	mV
		I_C = 100 mA; I_B = 5 mA	–	200	600	mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	I_C = 10 mA; I_B = 0.5 mA; note 1	–	700	–	mV
		I_C = 100 mA; I_B = 5 mA; note 1	–	900	–	mV
V_{BE}	base-emitter voltage	I_C = 2 mA; V_{CE} = 5 V; note 2	550	620	700	mV
		I_C = 10 mA; V_{CE} = 5 V; note 2	–	–	770	mV
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e$ = 0; V_{CB} = 10 V; f = 1 MHz	–	2.5	6	pF
C_e	emitter capacitance	$I_C = i_c$ = 0; V_{EB} = 0.5 V; f = 1 MHz	–	9	–	pF
f_T	transition frequency	I_C = 10 mA; V_{CB} = 5 V; f = 100 MHz	100	–	–	MHz
F	noise figure	I_C = 200 µA; V_{CE} = 5 V; R_S = 2 kΩ; f = 30 Hz to 15.7 kHz				
	BC109B; BC109C		–	–	4	dB
F	noise figure	I_C = 200 µA; V_{CE} = 5 V; R_S = 2 kΩ; f = 1 kHz; B = 200 Hz				
	BC107A; BC108A BC107B; BC108B; BC108C		–	–	10	dB
	BC109B; BC109C		–	–	4	dB

Notes

1. V_{BEsat} decreases by about 1.7 mV/K with increasing temperature.
2. V_{BE} decreases by about 2 mV/K with increasing temperature.

PACKAGE OUTLINE

Metal-can cylindrical single-ended package; 3 leads **SOT18/13**

DIMENSIONS (millimetre dimensions are derived from the original inch dimensions)

UNIT	A	a	b	D	D_1	j	k	L	w	α
mm	5.31 4.74	2.54	0.47 0.41	5.45 5.30	4.70 4.55	1.03 0.94	1.1 0.9	15.0 12.7	0.40	45°

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT18/13	B11/C7 type 3	TO-18				97-04-18

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213, Tel. +43 160 1010,
Fax. +43 160 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 200 733, Fax. +375 172 200 773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 689 211, Fax. +359 2 689 102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Prags Boulevard 80, PB 1919, DK-2300 COPENHAGEN S,
Tel. +45 32 88 2636, Fax. +45 31 57 0044

Finland: Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615800, Fax. +358 9 61580920

France: 4 Rue du Port-aux-Vins, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 40 99 6161, Fax. +33 1 40 99 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 23 53 60, Fax. +49 40 23 536 300

Greece: No. 15, 25th March Street, GR 17778 TAVROS/ATHENS,
Tel. +30 1 4894 339/239, Fax. +30 1 4814 240

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: see Singapore

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku, TOKYO 108,
Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 1231,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Rua do Rocio 220, 5th floor, Suite 51,
04552-903 São Paulo, SÃO PAULO - SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 829 1849

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 3 301 6312, Fax. +34 3 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 632 2000, Fax. +46 8 632 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2686, Fax. +41 1 481 7730

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2865, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 625 344, Fax.+381 11 635 777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors, Marketing & Sales Communications,
Building BE-p, P.O. Box 218, 5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: http://www.semiconductors.philips.com

SCA55

Printed in The Netherlands 117047/00/04/pp8 Date of release: 1997 Sep 03 Document order number: 9397 750 02817

Let's make things better.

National Semiconductor

November 1994

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

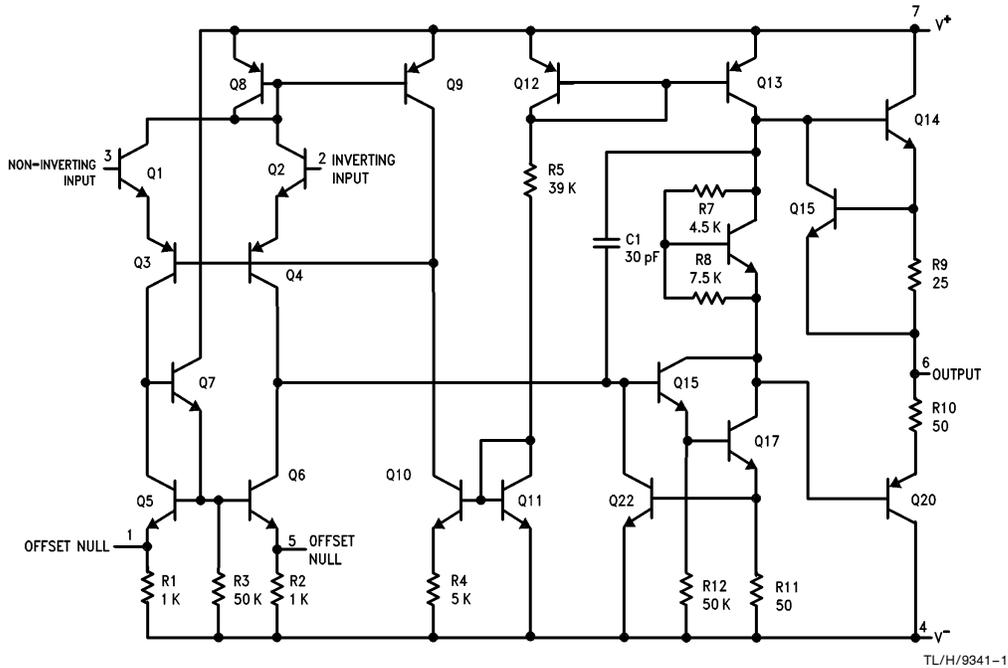
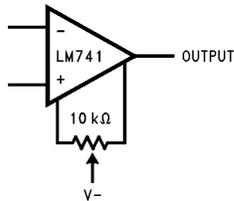
The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of −55°C to +125°C.

Schematic Diagram

TL/H/9341–1

Offset Nulling Circuit

TL/H/9341–7

RRD-B30M115/Printed in U. S. A.

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	−55°C to +125°C	0°C to +70°C	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$ $R_S \leq 10\ k\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		 0.8	 3.0		 1.0	 5.0		 2.0	 6.0	 mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\ k\Omega$			 4.0			 6.0			 7.5	 mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							μV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25°C, V_S = \pm 20V$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25°C, V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25°C$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C, R_L \geq 2\ k\Omega$ $V_S = \pm 20V, V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V, V_O = \pm 10V$	 50			 50	 200		 20	 200		 V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\ k\Omega$, $V_S = \pm 20V, V_O = \pm 15V$ $V_S = \pm 15V, V_O = \pm 10V$ $V_S = \pm 5V, V_O = \pm 2V$	 32 10			 25			 15			 V/mV V/mV V/mV

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25°C$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$										
	$R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$				77	96		77	96		dB
Transient Response	$T_A = 25°C$, Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		µs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25°C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25°C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/µs
Supply Current	$T_A = 25°C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25°C$										
	$V_S = \pm 20V$		80	150							mW
	$V_S = \pm 15V$					50	85		50	85	mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15V$										
	$T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{jA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{jA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{jC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

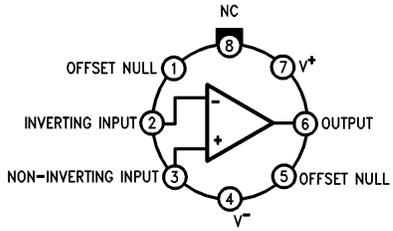
Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55°C \leq T_A \leq +125°C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0°C \leq T_A \leq +70°C$.

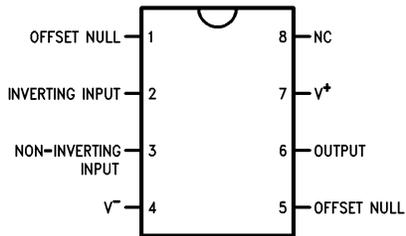
Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(µs).

Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 6: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Connection Diagrams

Metal Can Package

Order Number LM741H, LM741H/883*, LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

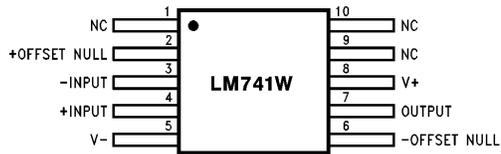
Dual-In-Line or S.O. Package

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Dual-In-Line Package

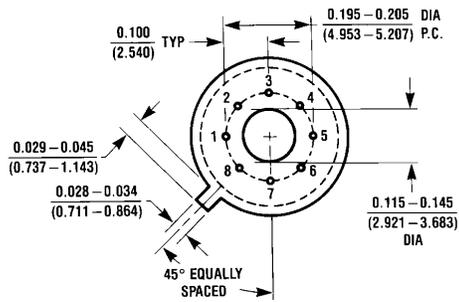
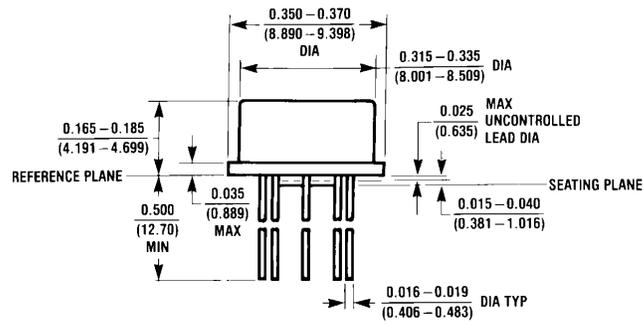
Order Number LM741J-14/883*, LM741AJ-14/883**
See NS Package Number J14A

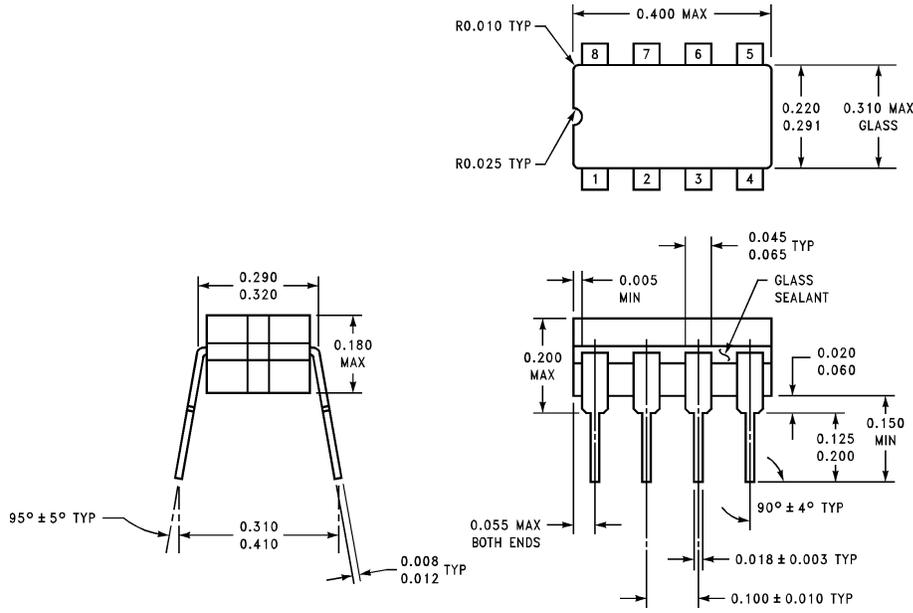
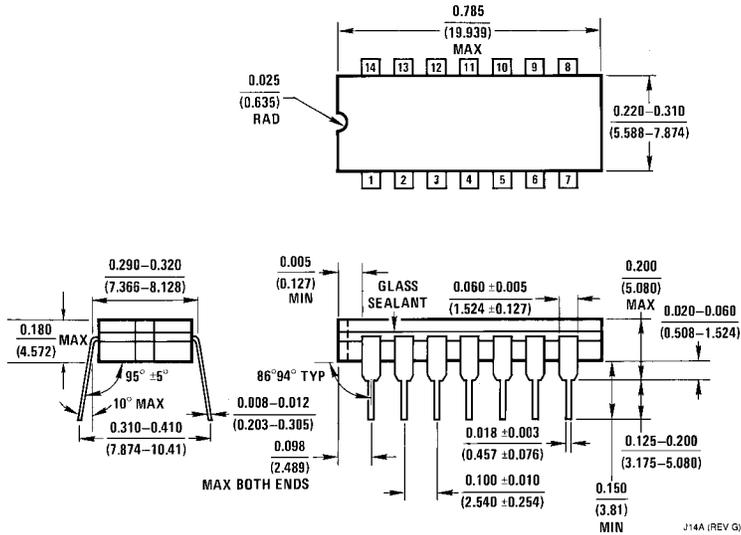
*also available per JM38510/10101

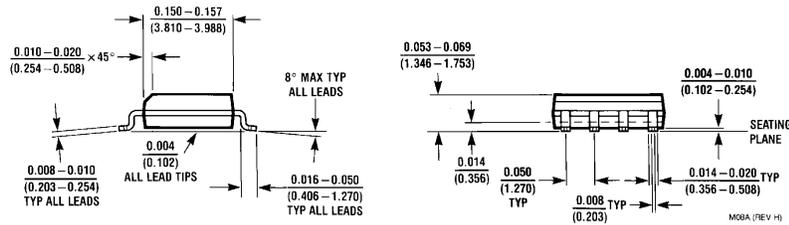
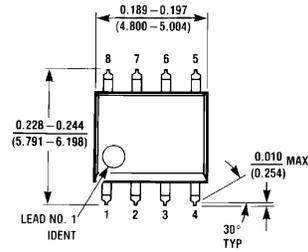
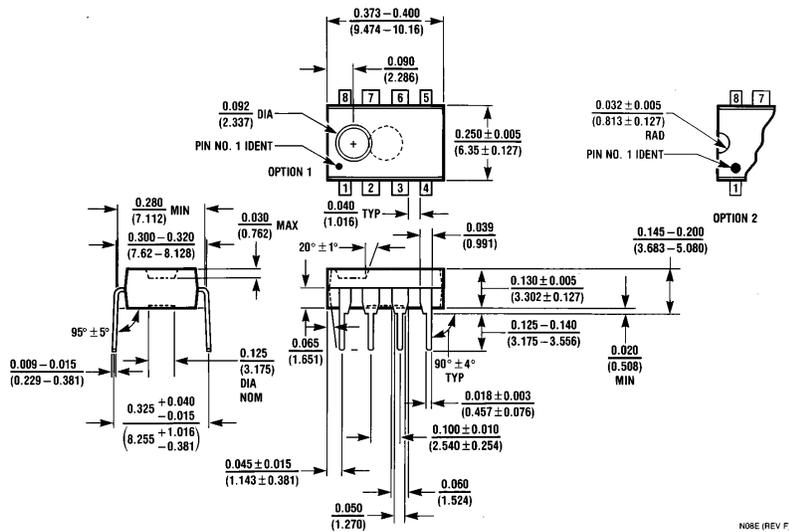
**also available per JM38510/10102

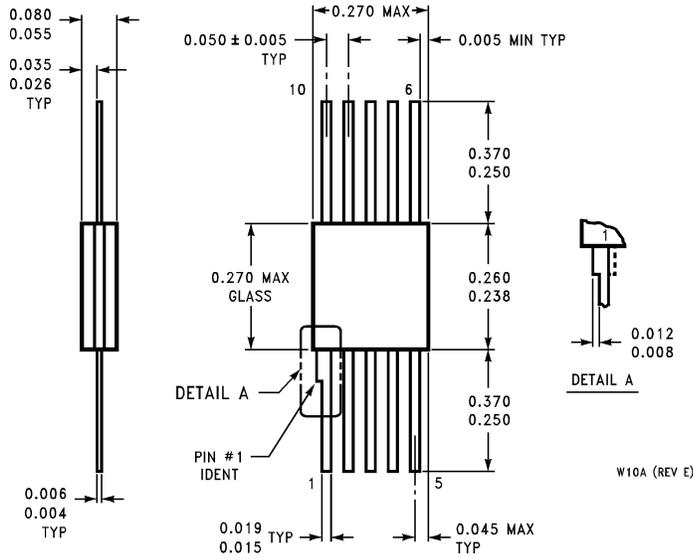
Ceramic Flatpak

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

*LM741H is available per JM38510/10101

Physical Dimensions inches (millimeters)

Metal Can Package (H)
Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741CH or LM741EH
NS Package Number H08C

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM741CJ or LM741J/883
NS Package Number J08A

Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number LM741J-14/883 or LM741AJ-14/883
NS Package Number J14A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

Small Outline Package (M)
Order Number LM741CM
NS Package Number M08A

Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM741CN or LM741EN
NS Package Number N08E

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

10-Lead Ceramic Flatpak (W)
Order Number LM741W/883
NS Package Number W10A

National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408